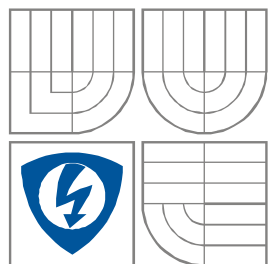


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ**
ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

**FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND
COMMUNICATION**
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

VÍCE-VÝSTUPOVÉ AKTIVNÍ BLOKY A JEJICH APLIKACE V PROUDOVÉM MÓDU

Applications of multi-output active elements in current-mode

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE
BACHELOR'S THESIS

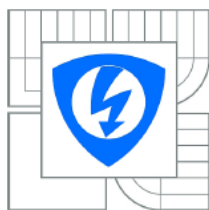
AUTOR PRÁCE
AUTHOR

STANISLAV MAŇAS

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

Ing. ROMAN ŠOTNER

BRNO 2010



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

Bakalářská práce

bakalářský studijní obor
Elektronika a sdělovací technika

Student: Stanislav Maňas
Ročník: 3

ID: 111090
Akademický rok: 2009/2010

NÁZEV TÉMATU:

Více-výstupové aktivní bloky a jejich aplikace v proudovém módu

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Studiem doporučené literatury a jiných informačních zdrojů se seznámte s principem moderních funkčních bloků (CDTA, OTA, CCII,...) a možnostmi dosažení více výstupů u těchto bloků. Prostudujte aplikace, kde nachází tyto obvody uplatnění (filtry, oscilátory,...). Navrhněte několik zapojení různých aplikací a simulacemi v OrCAD ověřte jejich činnost a vlastnosti. Není nutné v obvodu používat jen jeden druh aktivního prvku, ale lze dle opodstatněné potřeby prvky různě kombinovat.

Proveďte citlivostní a toleranční analýzu případně optimalizaci a zhodnoťte zapojení podle jejich vlastností, případně aplikaci s vybraným aktivním blokem (bloky) experimentálně otestujte.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] BIOLEK, D., SENANI, R., BIOLKOVA, V., KOLKA, Z. Active elements for analog signal processing: Classification, Review, and New Proposal. Radioengineering. 2008, Vol. 17, No. 4, pp. 15 - 32.

[2] BIOLEK, D., BIOLKOVA, V., KOLKA, Z. Universal Current-Mode OTA-C KHN Biquad, International Journal of Electronics, Circuits and Systems, 2007, Vol. 1, No. 4, pp. 214-217

Termín zadání: 8.2.2010

Termín odevzdání: 28.5.2010

Vedoucí práce: Ing. Roman Šotner

prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida
Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor bakalářské práce nesmí při vytváření bakalářské práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

LICENČNÍ SMLOUVA

POSKYTOVANÁ K VÝKONU PRÁVA UŽÍT ŠKOLNÍ DÍLO

uzavřená mezi smluvními stranami:

1. Pan/paní

Jméno a příjmení: Stanislav Maňas
Bytem: Tovární 647, Bojkovice, 687 71
Narozen/a (datum a místo): 5. srpna 1988 v Uherském Hradišti

(dále jen „autor“)

a

2. Vysoké učení technické v Brně

Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií
se sídlem Údolní 53, Brno, 602 00
jejímž jménem jedná na základě písemného pověření děkanem fakulty:
prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida, předseda rady oboru Elektronika a sdělovací technika
(dále jen „nabyvatel“)

Čl. 1

Specifikace školního díla

1. Předmětem této smlouvy je vysokoškolská kvalifikační práce (VŠKP):

- ☐ disertační práce
- ☐ diplomová práce
- ☒ bakalářská práce
- ☐ jiná práce, jejíž druh je specifikován jako
(dále jen VŠKP nebo dílo)

Název VŠKP: Více-výstupové aktivní bloky a jejich aplikace v proudovém módu

Vedoucí/ školitel VŠKP: Ing. Roman Šotner.

Ústav: Ústav radioelektroniky

Datum obhajoby VŠKP: _____

VŠKP odevzdal autor nabyvateli*:

- ☒ v tištěné formě – počet exemplářů: 2
- ☒ v elektronické formě – počet exemplářů: 2

2. Autor prohlašuje, že vytvořil samostatnou vlastní tvůrčí činností dílo shora popsané a specifikované. Autor dále prohlašuje, že při zpracovávání díla se sám nedostal do rozporu s autorským zákonem a předpisy souvisejícími a že je dílo dílem původním.
3. Dílo je chráněno jako dílo dle autorského zákona v platném znění.
4. Autor potvrzuje, že listinná a elektronická verze díla je identická.

* hodící se zaškrtněte

Článek 2

Udělení licenčního oprávnění

1. Autor touto smlouvou poskytuje nabyvateli oprávnění (licenci) k výkonu práva uvedené dílo nevýdělečně užít, archivovat a zpřístupnit ke studijním, výukovým a výzkumným účelům včetně pořizování výpisů, opisů a rozmnoženin.
2. Licence je poskytována celosvětově, pro celou dobu trvání autorských a majetkových práv k dílu.
3. Autor souhlasí se zveřejněním díla v databázi přístupné v mezinárodní síti
 - ☒ ihned po uzavření této smlouvy
 - ☐ 1 rok po uzavření této smlouvy
 - ☐ 3 roky po uzavření této smlouvy
 - ☐ 5 let po uzavření této smlouvy
 - ☐ 10 let po uzavření této smlouvy(z důvodu utajení v něm obsažených informací)
4. Nevýdělečné zveřejňování díla nabyvatelem v souladu s ustanovením § 47b zákona č. 111/ 1998 Sb., v platném znění, nevyžaduje licenci a nabyvatel je k němu povinen a oprávněn ze zákona.

Článek 3

Závěrečná ustanovení

1. Smlouva je sepsána ve třech vyhotoveních s platností originálu, přičemž po jednom vyhotovení obdrží autor a nabyvatel, další vyhotovení je vloženo do VŠKP.
2. Vztahy mezi smluvními stranami vzniklé a neupravené touto smlouvou se řídí autorským zákonem, občanským zákoníkem, vysokoškolským zákonem, zákonem o archivnictví, v platném znění a popř. dalšími právními předpisy.
3. Licenční smlouva byla uzavřena na základě svobodné a pravé vůle smluvních stran, s plným porozuměním jejímu textu i důsledkům, nikoliv v tísní a za nápadně nevýhodných podmínek.
4. Licenční smlouva nabývá platnosti a účinnosti dnem jejího podpisu oběma smluvními stranami.

V Brně dne: 28. května 2010

.....
Nabyvatel

.....
Autor

ABSTRAKT

Bakalářská práce je zaměřena na analýzu vlastností bloku CCII v proudovém módu a jeho aplikacemi. První část práce je věnována teorii bloku CC, dále teorii bloku CCII, jeho obvodovému zapojení a zkoumání vlastností. Ve druhé části je vytvořen model 3. úrovně a s tímto jsou prováděny citlivostní a toleranční analýzy jednotlivých zapojení. Ve třetí části je použit zkoumaný blok CCII jako součást zapojení kmitočtových filtrů a oscilátorů. Jedno zapojení bylo pokusně otestováno. V závěru každé podkapitoly je uvedeno srovnání dosažených vlastností jednotlivých zapojení.

KLÍČOVÁ SLOVA

Proudový mód, proudový konvektor, aktivní blok, filtr, oscilátor, model, citlivostní analýza, toleranční analýza

ABSTRACT

Bachelor's thesis deals with analyzing the characteristics of the block in current mode CCII and its applications. The first part is devoted to the theory of CC block, the theory of CCII block his peripheral involvement and exploration properties. The second part is a third model levels and this is carried out sensitivity and tolerance analysis of individual involvement. The third part is a block CCII surveyed as part of participation frequency filters and oscillators. One involvement has been experimentally tested. At the end of each subsection is obtained by a comparison of the characteristics of individual involvement.

KEYWORDS

Current Mode, Current Conveyor, Active Element, Filter, Oscillator, Model, Sensitive Analysis, Tolerance Analysis

MAŇAS, S. *Více-výstupové aktivní bloky a jejich aplikace v proudovém módu*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav radioelektroniky, 2010. 50 s., 2 s. příloh. Bakalářská práce.

Vedoucí práce: Ing. Roman Šotner.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma Více-výstupové aktivní bloky a jejich aplikace v proudovém módu jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této bakalářské práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne 28.května 2010

.....

(podpis autora)

PODĚKOVÁNÍ

Děkuji vedoucímu bakalářské práce Ing. Romanu Šotnerovi za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé bakalářské práce.

V Brně dne 28. května 2010

.....

(podpis autora)

OBSAH

Úvod	11
Porovnání napětového a proudového módu.....	11
1. Blok CCII	12
1.1 Blok CCII použitý v práci.....	13
1.2 Kmitočtová charakteristika proudového přenosu.....	14
1.3 Převodní charakteristika.....	15
1.4 Závislost vstupního odporu svorky X na kmitočtu.....	16
1.5 Závislost vstupního odporu svorky Y na kmitočtu.....	17
1.6 Přenos napětí ze svorky Y na X.....	17
2. Model 3. úrovně MO-CCII	18
3 Aplikace bloku CCII	22
3.1 Blok CCII v zapojení filtru.....	22
3.1.1 První varianta multifunkčního filtru.....	22
3.1.2 Citlivostní a toleranční analýza filtru z kap. 3.1.1.....	24
3.1.3 Druhá varianta multifunkčního filtru.....	26
3.1.4 Citlivostní a toleranční analýza filtru z kap. 3.1.3.....	28
3.1.5 Třetí varianta filtru.....	30
3.1.6 Citlivostní a toleranční analýza filtru z kap. 3.1.5.....	32
3.1.7 Srovnání filtrů.....	34
3.2 Blok CCII v zapojení oscilátoru.....	35
3.2.1 První varianta oscilátoru.....	35
3.2.2 Citlivostní a toleranční analýza oscilátoru z kap. 3.2.1.....	37
3.2.3 Oscilátor druhé varianty.....	39
3.2.4 Citlivostní a toleranční analýza oscilátoru z kap. 3.2.3.....	41
3.2.5 Srovnání oscilátorů.....	42
3.2.6 Experimentální otestování oscilátoru.....	42
4. Závěr	45
Literatura	46
Seznam symbolů, veličin a zkratk	47

Seznam obrázků

Obr. 1: Proudový konvektor.....	12
Obr. 2: Proudový konvektor 2. generace (CCII) [4].....	12
Obr. 3: Realizace proudového konvektoru [2].....	13
Obr. 4: Tranzistorová struktura MO-CCII.....	13
Obr. 5: Značka MO-CCII.....	13
Obr. 6: Simulace kmitočtové charakteristiky proudového přenosu.....	14
Obr. 7: Kmitočtová charakteristika proudového přenosu CCII z obr. 7.....	14
Obr. 8: Simulace převodní charakteristiky.....	15
Obr. 9: Vstupně výstupní (převodní) charakteristika proudového přenosu CCII z obr. 9.....	15
Obr. 10: Závislost vstupního odporu svorky X na kmitočtu.....	16
Obr. 11: Závislost vstupního odporu svorky X na proudu IB.....	16
Obr. 12: Závislost vstupního odporu svorky Y na kmitočtu.....	17
Obr. 13: Simulace přenosu napětí mezi Y a X.....	17
Obr. 14: Kmitočtová charakteristika napěťového přenosu podle obr. 13.....	18
Obr. 15: Model 3. úrovně bloku MO-CCII.....	18
Obr. 16: Srovnání charakteristik IB = 50 μ A.....	19
Obr. 17: Srovnání charakteristik IB = 100 μ A.....	20
Obr. 18: Srovnání charakteristik IB = 300 μ A.....	20
Obr. 19: Srovnání charakteristik IB = 500 μ A.....	21
Obr. 20: Srovnání charakteristik IB = 700 μ A.....	21
Obr. 21: První varianta filtru [5].....	22
Obr. 22: Simulací zjištěné modulové kmitočtové charakteristiky filtru z obr. 21.....	23
Obr. 23: Mezní kmitočty při přeladění filtru z obr. 22.....	24
Obr. 24: Semirelativní citlivosti fS filtru z kap. 3.1.1 na změnu pasivních prvků.....	25
Obr. 25: Semirelativní citlivosti Q filtru z kap. 3.1.1 na změnu pasivních prvků.....	26
Obr. 26: Histogram analýzy Monte Carlo filtru z kap.3.1.1, 1000 běhů, Gaussovské rozložení.....	26
Obr. 27: Druhá varianta filtru [7].....	27
Obr. 28: Simulací zjištěné modulové kmitočtové charakteristiky filtru z obr. 25.....	27
Obr. 29: Mezní kmitočty při přeladění filtru z obr. 27.....	28
Obr. 30: Semirelativní citlivosti fS filtru z kap. 3.1.3 na změnu pasivních prvků.....	29
Obr. 31: Semirelativní citlivosti Q filtru z kap. 3.1.3 na změnu pasivních prvků.....	30
Obr. 32: Histogram analýzy Monte Carlo filtru z kap. 3.1.3, 1000 běhů, Gaussovské rozložení.....	30
Obr. 33: Třetí varianta filtru [8].....	31
Obr. 34: Simulací zjištěné modulové kmitočtové charakteristiky filtru z obr. 31.....	32
Obr. 35: Semirelativní citlivosti fm DP filtru z kap. 3.1.5 na změnu pasivních prvků.....	32
Obr. 36: Semirelativní citlivosti fm HP filtru z kap. 3.1.5 na změnu pasivních prvků.....	33
Obr. 37: Histogram analýzy Monte Carlo pro fm DP filtru z kap. 3.1.5, 1000 běhů, Gaussovské rozložení.....	33
Obr. 38: Histogram analýzy Monte Carlo pro fm HP filtru z kap. 3.1.5, 1000 běhů, Gaussovské rozložení.....	34
Obr. 39: První varianta oscilátoru [9].....	35
Obr. 40: Výstupní oscilace obvodu oscilátoru na obr. 3.1.....	36
Obr. 41: Spektrum výstupního signálu oscilátoru na obr. 3.1.....	36
Obr. 42: Semirelativní citlivosti fO oscilátoru z kap. 3.2.1 na změnu pasivních prvků.....	37

Obr. 43: Histogram analýzy Monte Carlo oscilátoru z kap. 3.2.1, 1000 běhů, Gaussovské rozložení.....	38
Obr. 44: Druhá varianta oscilátoru [10].....	39
Obr. 45: Výstupní oscilace obvodu oscilátoru na obr. 42.....	40
Obr. 46: Spektrum výstupního signálu oscilátoru na obr. 36.....	40
Obr. 47: Semirelativní citlivosti f_O oscilátoru z kap. 3.2.3 na změnu pasivních prvků.....	41
Obr. 48: Histogram analýzy Monte Carlo oscilátoru z kap. 3.2.4, 1000 běhů, Gaussovské roložení.....	42
Obr. 49: Návrh pokusného oscilátoru v programu Snap.....	43
Obr. 50: Spektrum výstupního signálu oscilátoru.....	44
Obr. 51: Průběh výstupních oscilací.....	44
Obr. 52: Ladicí charakteristika zkoušeného oscilátoru.....	44

ÚVOD

Bakalářská práce se zabývá analýzou aktivních bloků v proudovém módu a jejich aplikacemi. Aktivní bloky v proudovém módu tvoří alternativu ke klasickým prvkům v napěťovém módu, jako jsou typicky operační zesilovače. Bloky v proudovém módu mají v některých ohledech výhodnější vlastnosti. Cílem práce bylo seznámit se s aktivními bloky vhodnými pro práci v proudovém módu, tj. obsahující více než jeden proudový výstup a navrhnout několik jejich aplikací (ve filtrech a oscilátorech). Z mnoha aktivních elementů teoreticky diskutovaných např. v [3] byl vybrán proudový konvektor s možností řízení pomocí řídicího proudu a s více výstupy. Tento blok jsem vybral, protože je dle mého názoru nejvíce variabilní (napěťová a proudová vstupní svorka umožní práci jak v napěťovém, tak i proudovém módu), umožňuje v určitých případech elektronické řízení, jeho obvodová koncepce je celkem jednoduchá a existuje velká škála aplikací dostupných v odborné literatuře. Byl sestaven model tohoto prvku založený na známé tranzistorové struktuře s komerčně dostupnými tranzistorovými poli a odtud odvozeny parametry pro behaviorální model 3. úrovně (založený na použití řízených zdrojů) a s ním provedeny citlivostní a toleranční analýzy.

Porovnání napěťového a proudového módu

Práci obvodu v napěťovém módu charakterizují vlastnosti spojené s vysokou impedancí v uzlech obvodu. Toto má za následek, že časové konstanty (parazitní kapacity a odpory vstupů a výstupů aktivních bloků) mají velké hodnoty a s tím souvisí např. i další parazitní zpětné vazby a nepoužitelnost obvodu pro vyšší kmitočtová pásma. Signálem buzení i sledované odezvy je napětí. Oproti tomu v proudovém módu se pracuje s proudy. Vstupní impedance a impedance uzlů obvodů v proudovém módu jsou velmi nízké, takže časové konstanty jsou mnohem kratší, než u obvodů v napěťovém módu i při stejných parazitních kapacitách. Tudíž přesun náboje může být velmi rychlý a může být dosaženo vyšších pracovních kmitočtů a lepších vlastností na těchto kmitočtech.

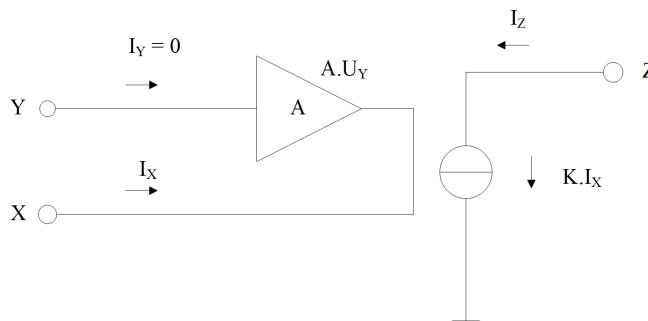
1. BLOK CCII

Základem je proudový konvektor (CC) definovaný prof. Sedrou [1]. Tento obvod přenáší (zrcadlí, konvejuje) proud do vstupní svorky (X) na proud z výstupní svorky (Z). Rovněž přenáší napětí svorky Y na napětí svorky X. Schematická značka je na obr. 1.



Obr. 1: Proudový konvektor

Více-výstupový proudový konvektor může realizovat velké množství funkcí, např.: zesilování, integraci a distribuci proudu. V současné době je nejrozšířenější proudový konvektor II. generace, čili CCII [2],[3]. Jeho obecný behaviorální model je na obr. 2.

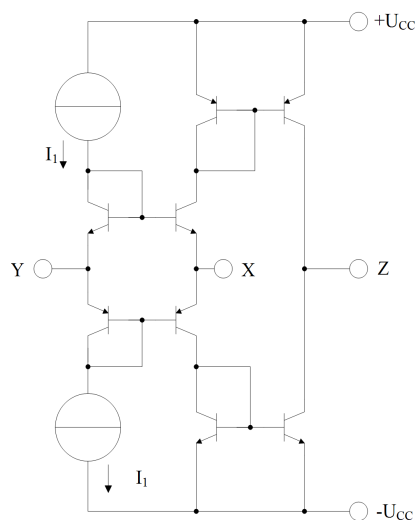


Obr. 2: Proudový konvektor 2. generace (CCII) [4]

Proudový konvektor II. generace je tvořen napěťovým zesilovačem se zesílením A a zdrojem proudu řízeným proudem s přenosem K . Rovnice popisující proudový konvektor II. generace

$$U_X = A \cdot U_Y, I_Z = K \cdot I_X. \quad (1)$$

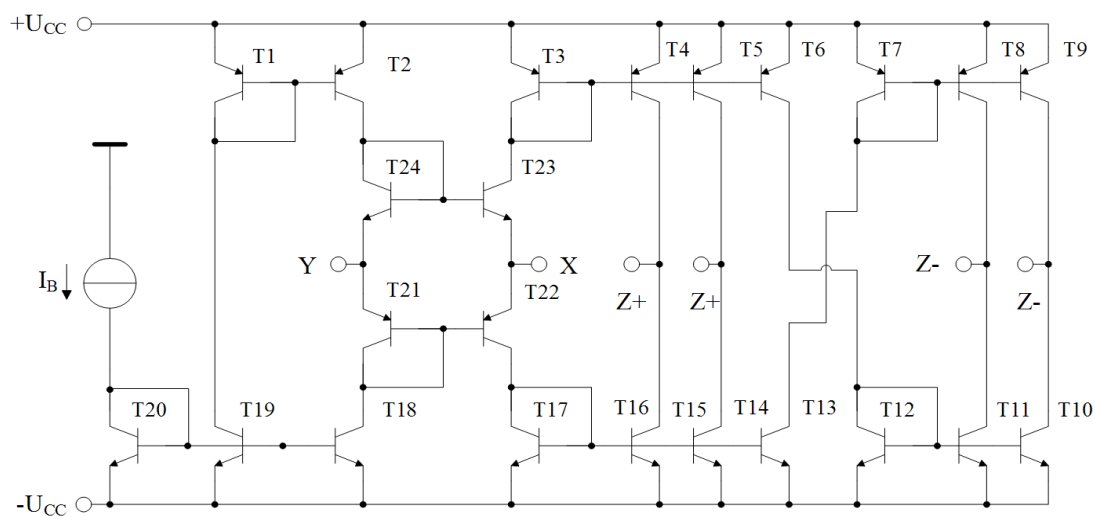
Přenos K může nabývat hodnot ± 1 , pak se jedná o pozitivní ($K = 1$), případně negativní ($K = -1$) konvektor. Detailnější popis je možné nalézt v literatuře [4]. Funkce svorek je obdobná jako u základního proudového konvektoru. Svorka Y má v ideálním případě nekonečnou vstupní impedanci, takže proud do ní vstupující je nulový. Svorka X je vstupní proudová svorka, v ideálním případě má nulovou vstupní impedanci, která je v modelu reálné situace tvořena výstupní impedancí napěťového zesilovače. Svorka Z je výstupní svorka, má v ideálním případě nekonečnou výstupní impedanci. Typické vnitřní zapojení proudového konvektoru II. generace s jedním výstupem realizovaný s bipolárními tranzistory je na obr. 3 [2]. Proudový konvektor II. generace tvoří základ různých jiných obvodů, typicky transimpedančních zesilovačů a diamantových tranzistorů [4].



Obr. 3: Realizace proudového konveje [2]

1.1 Blok CCII použitý v práci

V práci je použit blok CCII realizovaný s bipolárními tranzistory [5]. Obvod je sestaven na základě proudového konveje z obr. 3. Obsahuje více výstupů, takže plné označení zní MO-CCII (Multiple Output Current Conveyor). Obvodové schema a značka jsou na obr. 4 a obr. 5.



Obr. 4: Tranzistorová struktura MO-CCII

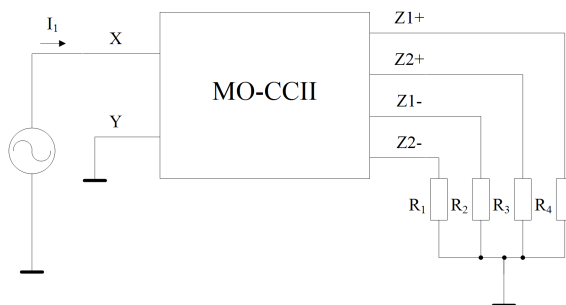


Obr. 5: Značka MO-CCII

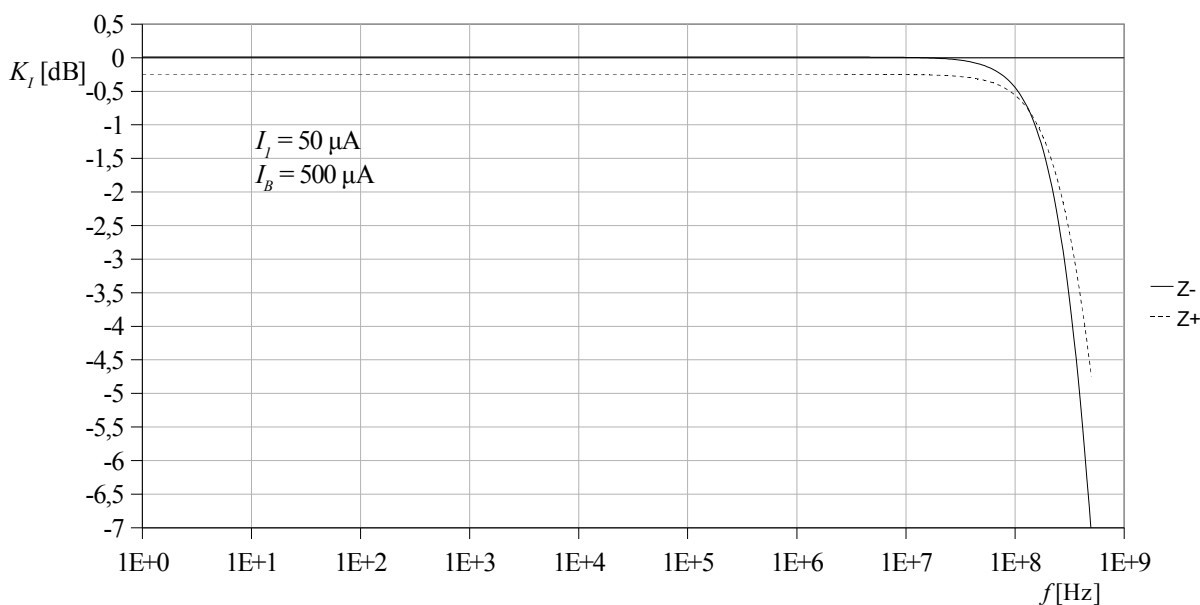
Všechny simulace byly prováděny v programu OrCAD. Jako tranzistory byly použity modely tranzistorového pole HFA 3046/3096/3127/3128 [6] NUHFARRY s vodivostí NPN a tranzistory PUHFARRY s vodivostí PNP. Napájecí napětí bylo zvoleno $U_{cc} = \pm 2V$. Pracovní (tj. sledované) proudové výstupy byly zatíženy rezistory s odporem 1Ω (představujícím zkrat, na kterém lze sledovat odezvy).

1.2 Kmitočtová charakteristika proudového přenosu

Vyjadřuje velikost přenosu proudu mezi vstupní svorkou X a výstupní svorkou Z v závislosti na kmitočtu. Vstupní napěťová svorka Y je připojena k nulovému potenciálu (obr. 6). Tím je určeno pásmo kmitočtů, ve kterých je blok schopen pracovat. Ideální kmitočtová charakteristika je rovná v celém pásmu kmitočtů, tj. blok má neměnné vlastnosti na jakémkoliv kmitočtu. Při simulaci byl proud I_B zvolen $500\ \mu A$ a vstupní proud $I_I = 50\ \mu A$. Výsledná kmitočtová charakteristika je vynesena do grafu (obr. 7).



Obr. 6: Simulace kmitočtové charakteristiky proudového přenosu

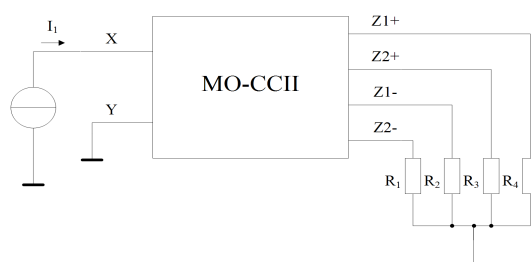


Obr. 7: Kmitočtová charakteristika proudového přenosu CCII z obr. 7

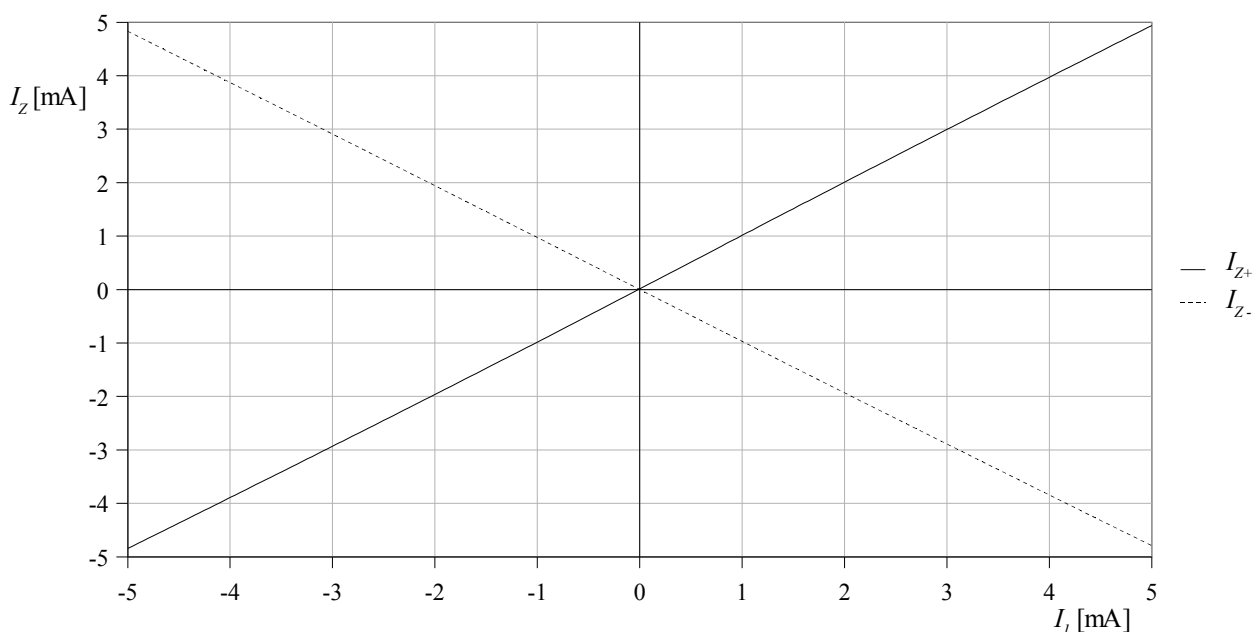
Uvedený blok MO-CCII je schopen při proudu $I_B = 500 \text{ uA}$ pracovat od stejnosměrného signálu až do 281 MHz pro výstup Z-, případně do kmitočtu 369 MHz pro výstup Z+. Na těchto kmitočtech nastává pokles přenosu o 3 dB. Při nižších proudech I_B se mezní kmitočet snižuje. I tak je zřejmé, že šířka přenášeného pásma je větší než u běžných operačních zesilovačů.

1.3 Převodní charakteristika

Převodní charakteristika je závislost výstupních proudů ze svorek Z na vstupním proudu do svorky X. Popisuje chování obvodu v oblasti stejnosměrných veličin. V ideálním případě by měla být lineární, bez deformací i v oblasti kolem 0. Schema pro simulaci je na obr. 8.



Obr. 8: Simulace převodní charakteristiky

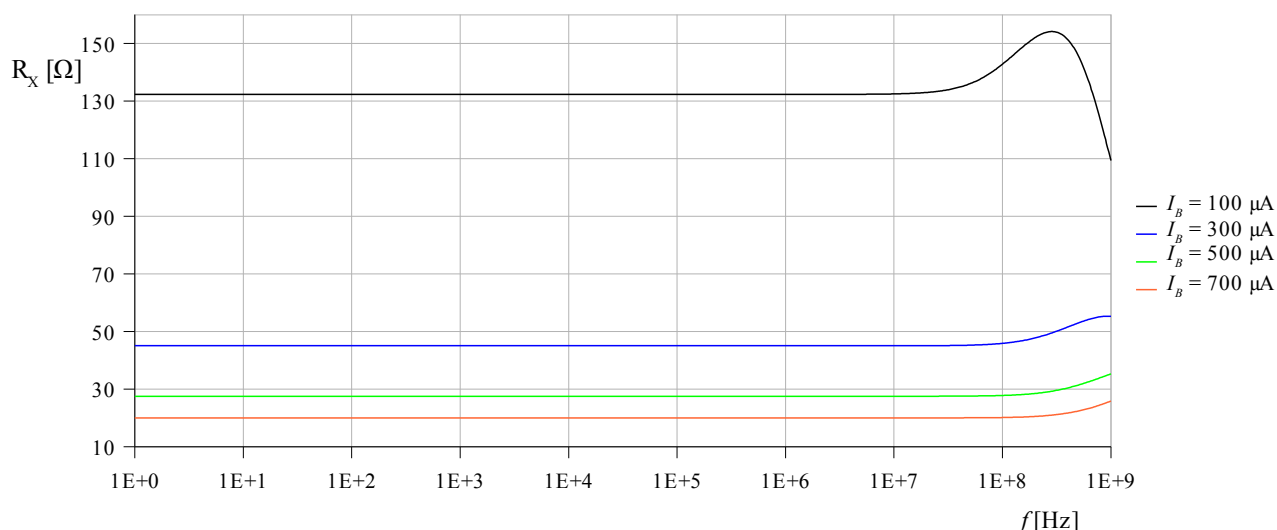


Obr. 9: Vstupně výstupní (převodní) charakteristika proudového přenosu CCII z obr. 9

Výsledná převodní charakteristika je bez deformací a i při proudech v řádu jednotek mA je lineární (obr. 9). Hodnoty vstupních a výstupních proudů nejsou na okrajích rozsahu zcela stejné, ale tyto rozdíly jsou minimální a zanedbatelné. Převodní charakteristika se při změnách proudu I_B nemění.

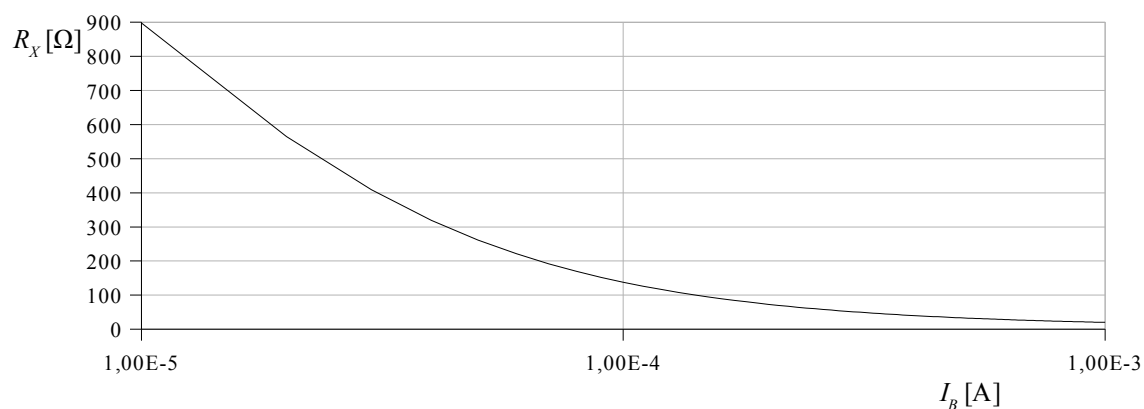
1.4 Závislost vstupního odporu svorky X na kmitočtu

Vstupní odpor se směrem k vyšším kmitočtům mění tak, že většinou zhoršuje vlastnosti daného obvodu. Zapojení pro zjištění vstupního odporu je principiálně stejné jako při zjišťování kmitočtové charakteristiky proudového přenosu, jen se měří napětí vstupní svorky X proti zemi. Vstupní odpor se následně vypočte z poměru napětí na svorce X a vstupního proudu ze střídavého zdroje (obr. 6). Simulace probíhala pro 4 hodnoty proudu I_B , a to 100 μA , 300 μA , 500 μA a 700 μA . Výsledky jsou v grafu (obr. 10).



Obr. 10: Závislost vstupního odporu svorky X na kmitočtu

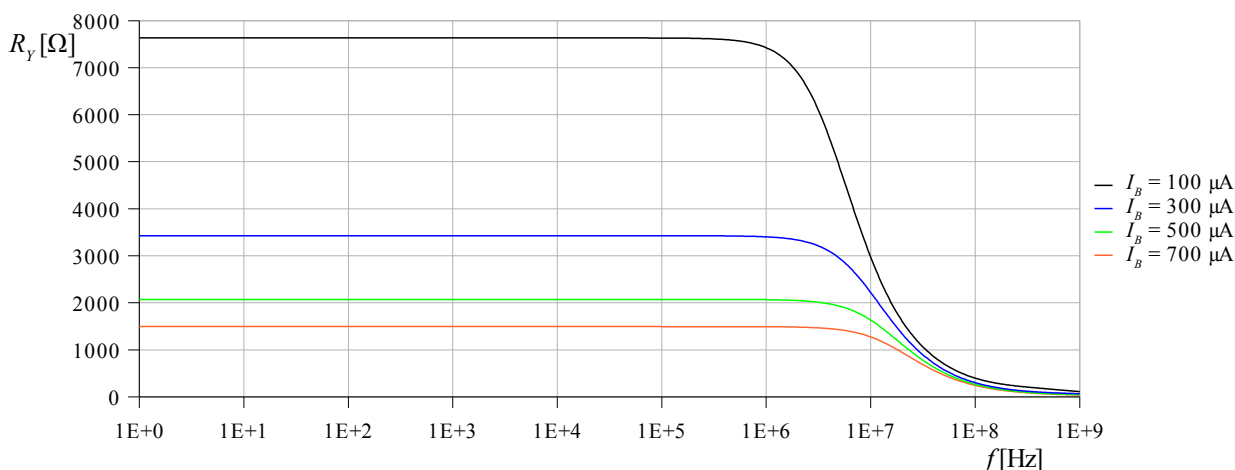
Vstupní odpor se mění se změnou proudu I_B . S rostoucím proudem I_B se odpor R_X zmenšuje a naopak. Při konstantní hodnotě proudu I_B se vstupní odpor R_X nemění. Nejlepší je situace pro $I_B = 700 \mu\text{A}$, kdy má vstupní odpor R_X hodnotu jen 20 Ω . Při menších proudech I_B (300 μA a méně) se R_X zvýší a dochází k deformacím charakteristiky R_X na vysokých kmitočtech vlivem parazitní rezonance. Pro ladění a řízení zde uvedených aplikací bude použito hlavně závislosti R_X na I_B , což může být na jednu stranu velmi výhodné, ale na druhou stranu je to zatíženo neurčitostí výrobního procesu a výrobní tolerancí, závislostí na teplotě, napájecím napětím. Tato závislost R_X na I_B je vynesena do grafu na obr. 11.



Obr. 11: Závislost vstupního odporu svorky X na proudu I_B

1.5 Závislost vstupního odporu svorky Y na kmitočtu

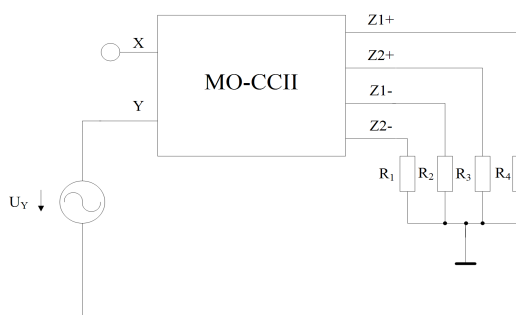
Svorka Y je napět'ová, takže její vstupní odpor R_Y bude vyšší než R_X . Principiální schema zůstává stejné jako při simulaci R_X , jen na svorku Y je připojen zdroj proudu a svorka X je spojena se zemí. Simulace probíhala rovněž pro proudy $I_B = 100 \mu\text{A}$, $300 \mu\text{A}$, $500 \mu\text{A}$ a $700 \mu\text{A}$. Výsledné hodnoty jsou vyneseny do grafu na obrázku 12. Oproti závislosti R_X je závislost R_Y opačného charakteru, tj. s rostoucím proudem I_B se vstupní odpor R_Y zmenšuje. V tomto ohledu je výhodnější používat blok s menšími hodnotami proudu I_B , kdy je odpor R_Y nejvyšší. To ale způsobí nežádoucí zvýšení vstupního odporu R_X proudové svorky X. Správné nastavení velikosti proudu I_B je tedy věcí kompromisu.



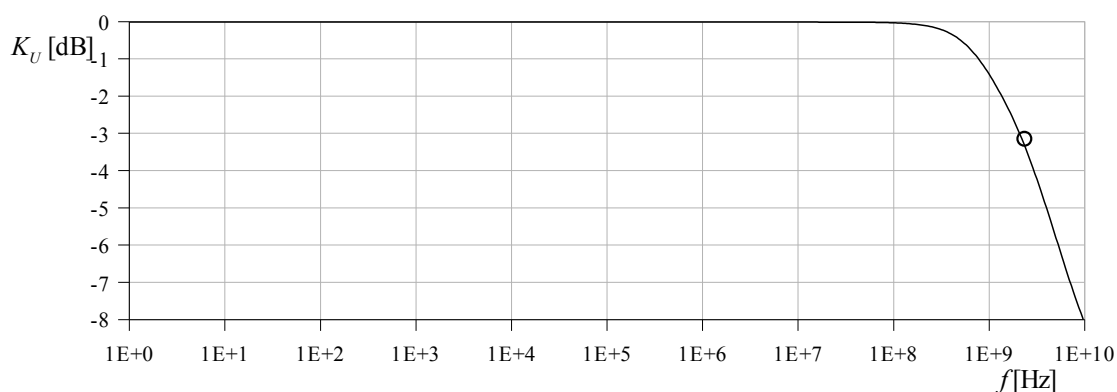
Obr. 12: Závislost vstupního odporu svorky Y na kmitočtu

1.6 Přenos napětí ze svorky Y na X

Tento přenos je v ideálním případě roven 1 podle obr. 2, kdy mezi svorkami Y a X je napět'ový zesilovač s přenosem 1. Simulace probíhala podle schématu na obr. 13 pro hodnotu $I_B = 500 \mu\text{A}$. Svorka Y je připojena na zdroj střídavého napětí. Výsledný přenos napětí se určí jako $20 \cdot \log(U_X / U_Y)$. Výsledná kmitočtová charakteristika je vynesena v grafu na obr. 14. Mezní kmitočet napět'ového přenosu mezi svorkami Y a X je 2,1 GHz při $I_B = 500 \mu\text{A}$. Ovšem toto je simulovaná hodnota, kterou v praxi nejspíš nelze očekávat, jelikož PSpice na tomto kmitočtu nepočítá s chováním obvodu jako soustavy s rozprostřenými parametry.



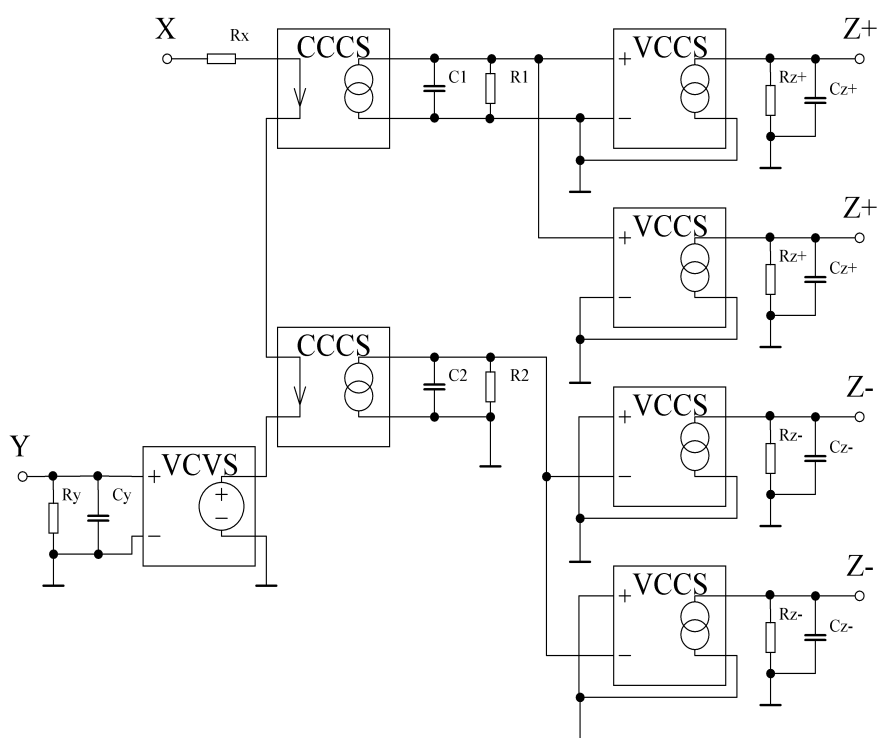
Obr. 13: Simulace přenosu napětí mezi Y a X



Obr. 14: Kmitočtová charakteristika napěťového přenosu podle obr. 13

2. MODEL 3. ÚROVNĚ MO-CCII

Na základě zjištěných vlastností bloku MO-CCII (vstupní odpory svorek X a Y, mezní kmitočty proudového přenosu v závislosti na I_B) byl sestaven model 3. úrovně bloku MO-CCII s řízenými zdroji. Jeho obecné schema je na obr. 15.



Obr. 15: Model 3. úrovně bloku MO-CCII

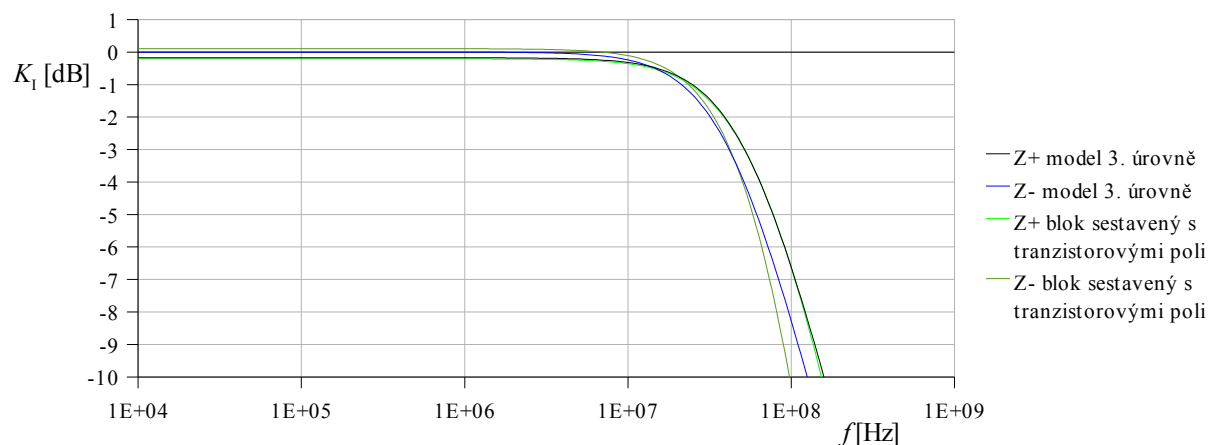
Hodnoty vstupních odporů svorek X a Y (R_X , R_Y) byly použity z obr. 10 a obr. 12. Následně byly vypočteny vstupní kapacity svorek X a Y (C_X , C_Y) z kmitočtu, na kterém tento vstupní odpor klesl na hodnotu 0,707. Tento výpočet byl proveden úpravou vzorce

$\omega = \frac{1}{RC} \gg C = \frac{1}{R\omega}$. Jelikož vstupní kapacita proudové svorky X při proudu $I_B = 50 \mu A$ je přibližně 1 pF a s rostoucím proudem I_B dále klesá, je možné tuto kapacitu nezahrnovat do modelu. Hodnoty výstupních odporů a kapacit (R_{Z+} , R_{Z-} , C_{Z+} , C_{Z-}) byly určeny stejným způsobem. Hodnoty prvků určujících modulovou kmitočtovou charakteristiku přenosu (R_1 , R_2 , C_1 , C_2) byly určeny výpočtem podle $\omega = \frac{1}{RC}$. Rezistory R_1 a R_2 určují přenos proudu. Kapacity kondenzátorů se následně určí výpočtem. Všechny výsledné hodnoty jsou shrnuty v tabulce 1. Zbývající hodnoty co nejsou v tabulce zůstávají konstantní přes celý rozsah změn I_B a sice $C_{Z-} = 1 \text{ pF}$, $R_1 = 0,98 \Omega$ a $R_2 = 1 \Omega$ (představují proudový přenos). Srovnání modulových kmitočtových charakteristik proudového přenosu jsou uvedena na obr. 16 – 20.

Tabulka 1. Hodnoty prvků v modelu MO-CCII

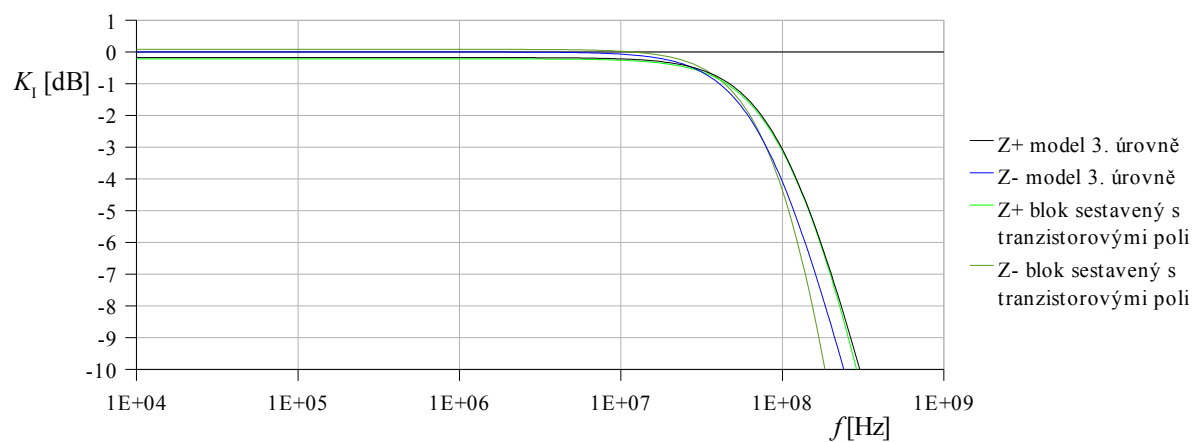
$I_B [\mu A]$	$R_X [\Omega]$	$R_Y [k\Omega]$	$C_Y [pF]$	$R_{Z+} [k\Omega]$	$R_{Z-} [k\Omega]$	$C_{Z+} [pF]$	$C_1 [pF]$	$C_2 [pF]$
50	262	14,72	4,70	359,22	347,25	1,48	3000	3810
100	132	7,63	4,85	179,74	173,93	1,50	1580	1990
300	45	2,77	5,63	60,37	58,56	1,53	665	807
500	28	1,76	6,24	36,55	35,51	1,54	438	565
700	20	1,32	6,87	26,35	25,64	1,59	351	459

Na obr. 16 je srovnání kmitočtových charakteristik pro $I_B = 50 \mu A$. Mezní kmitočty jsou 41,6 MHz pro výstup Z- a 54 MHz pro výstup Z+.



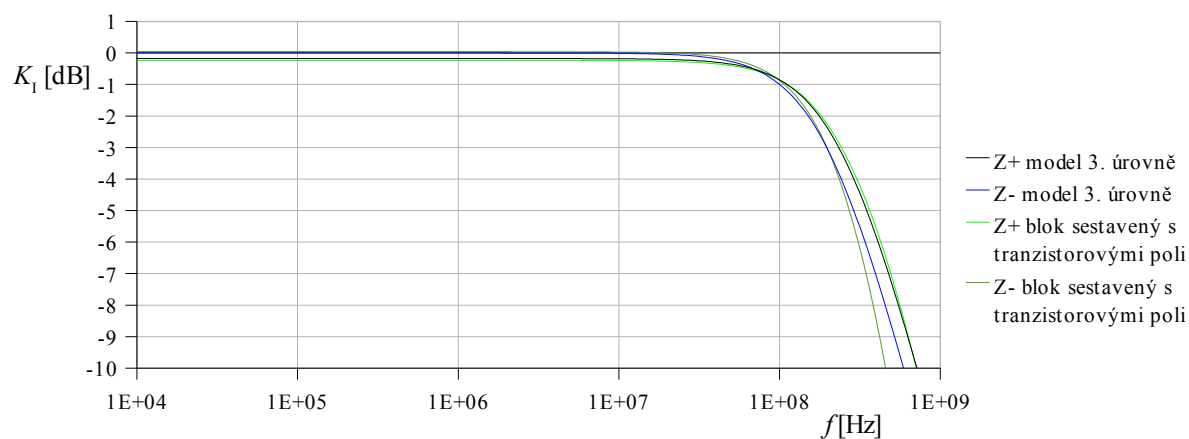
Obr. 16: Srovnání charakteristik $I_B = 50 \mu A$

Na obr. 17 je srovnání charakteristik pro $I_B = 100 \mu A$. Mezní kmitočty jsou 79,2 MHz pro výstup Z- a 102,6 MHz pro výstup Z+.



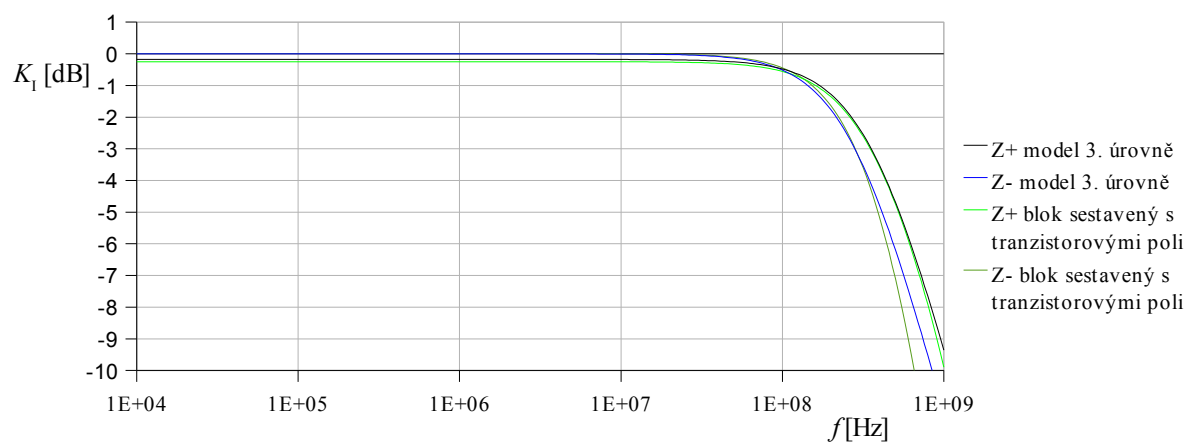
Obr. 17: Srovnání charakteristik $I_B = 100 \mu A$

Na obr. 18 je srovnání charakteristik pro $I_B = 300 \mu A$. Mezní kmitočty jsou 197,4 MHz pro Z- a 243,4 MHz pro Z+.



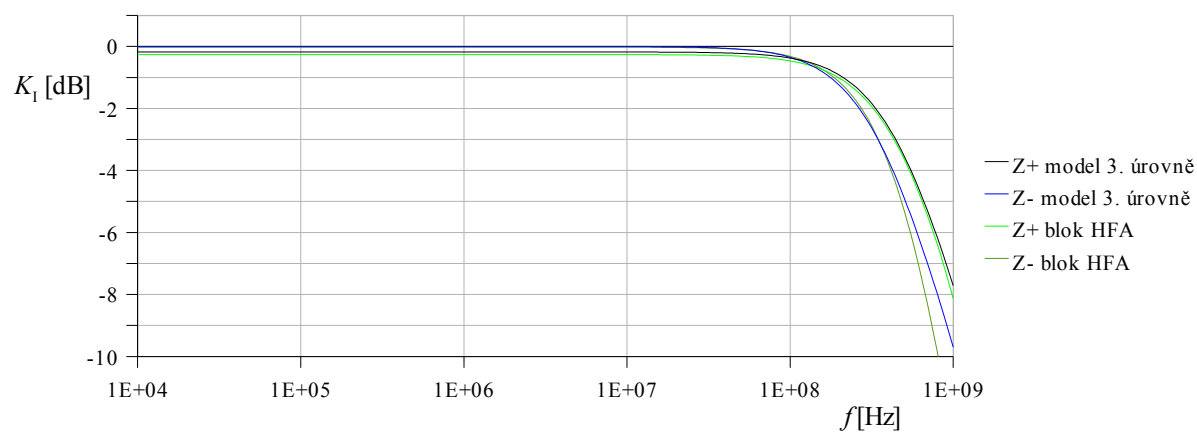
Obr. 18: Srovnání charakteristik $I_B = 300 \mu A$

Na obr. 19 je srovnání charakteristik pro $I_B = 500 \mu A$. Mezní kmitočty jsou 281,1 MHz pro Z- a 369,9 MHz pro Z+.



Obr. 19: Srovnání charakteristik $I_B = 500 \mu A$

Obr. 20 znázorňuje charakteristiky pro $I_B = 700 \mu A$. Mezní kmitočty jsou 346,5 MHz pro výstup Z- a 462,1 MHz pro výstup Z+.



Obr. 20: Srovnání charakteristik $I_B = 700 \mu A$

S tímto modelem budou prováděny citlivostní a toleranční analýzy všech uvedených zapojení.

3 APLIKACE BLOKU CCII

3.1 Blok CCII v zapojení filtru

3.1.1 První varianta multifunkčního filtru

Tento filtr je převzat z [5] spolu se schématem realizace použitého bloku MO-CCII. Filtr je složen ze 3 bloků. Realizuje dolní propust (DP), horní propust (HP) a pásmovou propust (PP). Schema je na obr. 21. Přenosové funkce určují vztahy

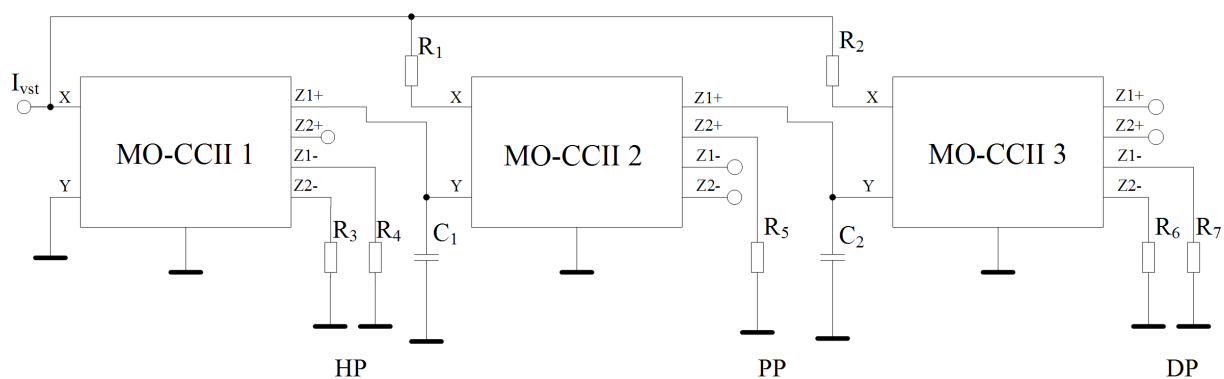
$$\frac{I_{DP}}{I_{vst}} = \frac{1}{s^2 + \frac{s}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}, \quad (2)$$

$$\frac{I_{HP}}{I_{vst}} = \frac{s^2}{s + \frac{s}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}, \quad (3)$$

$$\frac{I_{PP}}{I_{vst}} = \frac{-s}{s^2 + \frac{s}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}. \quad (4)$$

Úhlový střední kmitočet PP a činitel jakosti určují vztahy

$$\omega_s = \sqrt{\frac{1}{(R_1 + R_{X2})(R_2 + R_{X3})C_1 C_2}} \quad \text{a} \quad Q = \sqrt{\frac{R_1 C_1}{R_2 C_2}}. \quad (5),(6)$$

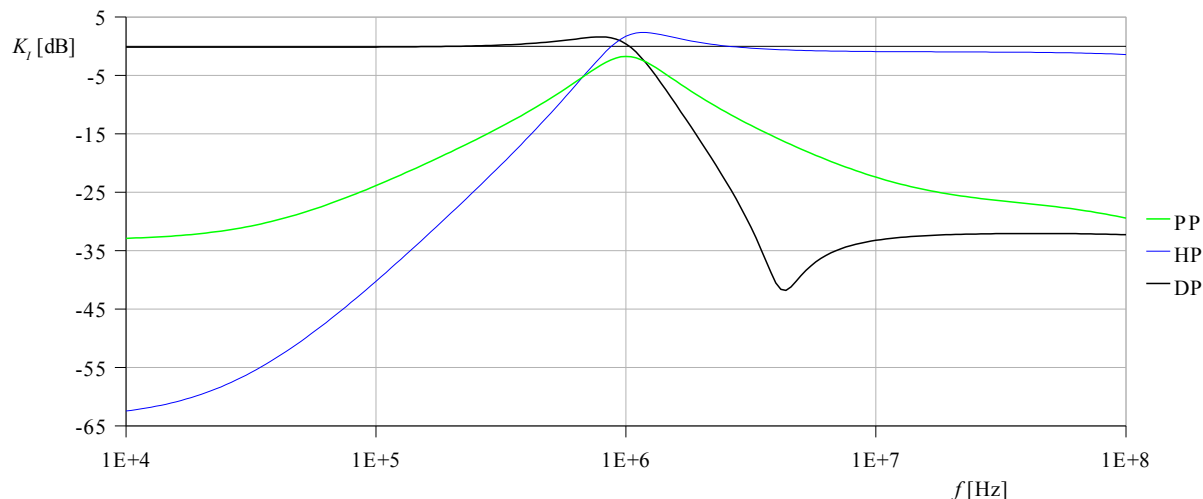


Obr. 21: První varianta filtru [5]

Vstupní proud I_{vst} byl zvolen 50 μ A. Hodnoty prvků pro teoretický střední kmitočet PP 1 MHz byly navrženy takto: $(R_1 + R_{X2}) = 470 \Omega$, $(R_2 + R_{X3}) = 510 \Omega$, $C_1 = 470$ pF, $C_2 = 220$ pF. S těmito hodnotami je střední kmitočet podle (5) 1,01 MHz, činitel jakosti (6) má hodnotu $Q = 1,40$. Po odečtení hodnot R_{X2} a R_{X3} (obr. 10) a zaokrouhlení do řady E12 jsou výsledné

hodnoty tyto: $R_1 = 330 \, \Omega$, $R_2 = 470 \, \Omega$, $C_1 = 470 \, \text{pF}$, $C_2 = 220 \, \text{pF}$, $I_{B1} = 500 \, \mu\text{A}$, $I_{B2} = 100 \, \mu\text{A}$, $I_{B3} = 300 \, \mu\text{A}$. Ostatní prvky $R_3 - R_7$ jsou zátěžemi výstupů a místa, kde můžeme odebírat výstupní odezvy, mají hodnotu $1 \, \Omega$. Zbylé výstupy, které nemusí být využity, jsou také takto ošetřeny, jinak simulace hlásí chybu.

Simulovaný činitel jakosti $Q = 1,34$, simulovaná šířka pásma PP je $751,54 \, \text{kHz}$. Výsledné simulované závislosti jsou na obr. 22.

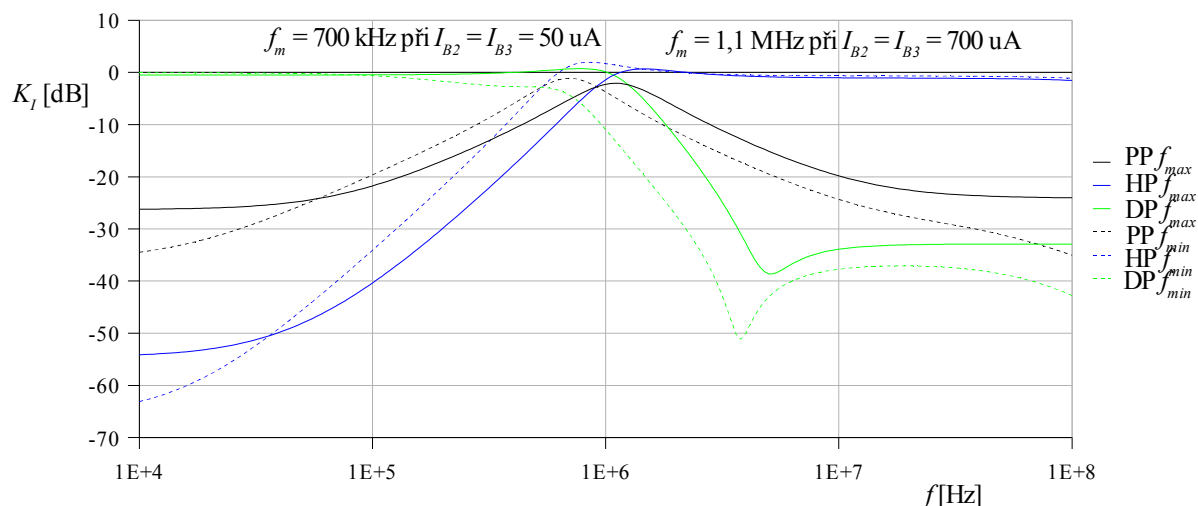


Obr. 22: Simulací zjištěné modulové kmitočtové charakteristiky filtru z obr. 21

Závislost pro DP byla snímána na rezistorech R_6 a R_7 , závislost PP na rezistoru R_5 a závislost pro HP byla snímána na rezistorech R_3 a R_4 .

Výsledné simulované přibližné strmosti filtrů jsou následující: HP: $40 \, \text{dB/dek}$, PP: $21 \, \text{dB/dek}$, DP: $-43 \, \text{dB/dek}$ v pásmu $1 - 4 \, \text{MHz}$. Šířka pásma pásmové propusti: $751,54 \, \text{kHz}$. Z této hodnoty vypočtený činitel jakosti $Q = 1,34$. Nejlepší vlastnosti vykazuje filtr HP. Strmost odpovídá strmosti filtru 2. řádu a dosahuje $40 \, \text{dB/dek}$. Nejvyšší útlum je přibližně $62 \, \text{dB}$. V pásmu kmitočtů $1 - 2,5 \, \text{MHz}$ filtr vykazuje záporný útlum, tudíž zesiluje vstupní signál. Tento záporný útlum je způsoben vyšší hodnotou činitele jakosti. Filtr PP dosahuje strmosti $20 \, \text{dB/dek}$ v pásmu $100 \, \text{kHz} - 1 \, \text{MHz}$ a $1 \, \text{MHz} - 10 \, \text{MHz}$. Mimo tato pásma je strmost nižší. Na dolním okraji simulovaného pásma kmitočtů dosahuje útlumu $31 \, \text{dB}$. Na horním okraji pásma tento útlum činí $28 \, \text{dB}$. Simulovaná šířka pásma je $751,5 \, \text{kHz}$ oproti teoretické hodnotě $721,4 \, \text{kHz}$. Důvodem těchto odchylek jsou pravděpodobně vlivy nízkých vstupních odporů svorek Y bloků MO-CCII. Dolní propust vykazuje pokles se strmostí vyšší než $40 \, \text{dB/dek}$. Charakteristika obsahuje parazitní nulu přenosu na kmitočtu $4,3 \, \text{MHz}$, která má nejvyšší útlum $42 \, \text{dB}$. Hodnotu útlumu a kmitočet této nuly lze měnit změnou proudu I_{B1} v rozsahu asi $34,5$ až $47 \, \text{dB}$ na kmitočtu $3,5 - 5 \, \text{MHz}$. S rostoucím kmitočtem se nárůst útlumu ustálí na $35 \, \text{dB}$. Je to pravděpodobně způsobeno především nízkými hodnotami výstupních odporů proudových výstupů konvejořů a nízkými hodnotami vstupních odporů napěťových svorek konvejořů.

Filtr je možné přeladovat změnami proudů I_{B2} a I_{B3} , kdy se mění vstupní odpor svorek X konvejořů. Tento filtr lze přeladit od $700 \, \text{kHz}$ ($I_{B2} = I_{B3} = 50 \, \mu\text{A}$) do kmitočtu $1,1 \, \text{MHz}$ ($I_{B2} = I_{B3} = 700 \, \mu\text{A}$). Obě mezní charakteristiky jsou znázorněny na obr. 23. Vliv nedodržení přesného souběhu proudů I_{B2} a I_{B3} a dolní mez jejich hodnoty, kdy blok MO-CCII zhoršuje své vlastnosti, se nejspíše projevil na větší deformaci modulů charakteristik.



Obr. 23: Mezní kmitočty při přeladění filtru z obr. 22

3.1.2 Citlivostní a toleranční analýza filtru z kap. 3.1.1

Při použití výchozích hodnot prvků z kapitoly 3.1.1 je chování obvodu filtru s modely 3. úrovně odlišné od tranzistorového pole. Střední kmitočet PP dosahoval 1,06 MHz a útlumy v pásmu nepropustnosti byly menší. Proto bylo nutné upravit hodnoty prvků pro dosažení středního kmitočtu 1 MHz. $R_1 = 300 \Omega$, $R_2 = 390 \Omega$, $I_{B1} = 700 \mu A$, $I_{B2} = I_{B3} = 100 \mu A$. Kondenzátory C_1 a C_2 zůstaly beze změny. Šířka pásma PP je 898 kHz. Simulovaná hodnota činitele jakosti $Q = 1,11$. Teoretické parametry (5), (6) s uvažováním vstupních odporů svorek X: $f_s = 1,04$ MHz, $Q = 1,33$. Relativní citlivost středního kmitočtu (5) na změny pasivních prvků je

$$S_{R_1}^{\omega} = \frac{\partial \omega}{\partial R_1} \cdot \frac{R_1}{\omega} = \frac{\partial \left(\sqrt{\frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}} \right)}{\partial R_1} \cdot \frac{R_1}{\sqrt{\frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}} = \frac{-\frac{1}{2} (R_1 R_2 C_1 C_2)^{-\frac{3}{2}} R_1 R_2 C_1 C_2}{(R_1 R_2 C_1 C_2)^{-\frac{1}{2}}} =$$

$$= -\frac{1}{2} \frac{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2} (R_1 R_2 C_1 C_2)}{\sqrt{(R_1 R_2 C_1 C_2)^3}} = -\frac{1}{2} \frac{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2} (R_1 R_2 C_1 C_2)}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2} (R_1 R_2 C_1 C_2)} = -\frac{1}{2} \quad , \quad (7)$$

protože se jedná o stejný výraz pro všechny pasivní prvky (6), jsou ostatní citlivosti stejné

$$S_{R_2}^{\omega} = \frac{\partial \omega}{\partial R_2} \cdot \frac{R_2}{\omega} = -\frac{1}{2} \quad , \quad S_{C_1}^{\omega} = \frac{\partial \omega}{\partial C_1} \cdot \frac{C_1}{\omega} = -\frac{1}{2} \quad , \quad S_{C_2}^{\omega} = \frac{\partial \omega}{\partial C_2} \cdot \frac{C_2}{\omega} = -\frac{1}{2} \quad . \quad (8), (9), (10)$$

Program Pspice Advanced Analysis podává výsledky ve tvaru semirelativní citlivosti na parametry obvodu (obr. 24).

Parameters						
Component	Parameter	Original	@Min	@Max	Rel Sensitivity	Log
U46.R1	VALUE	0.9800	970.2000m	989.8000m	5.5512k	81
U40.R1	VALUE	0.9800	970.2000m	989.8000m	5.2046k	81
C1	VALUE	470p	474.7000p	465.3000p	-4.6667k	80
C2	VALUE	220p	222.2000p	217.8000p	-4.5821k	80
R1	VALUE	300	303	297	-3.1721k	78
R2	VALUE	390	393.9000	386.1000	-3.1954k	78
U40.Rx	VALUE	132	133.3200	130.6800	-1.4468k	74
U47.Rx	VALUE	132	133.3200	130.6800	-1.1402k	73
U46.Rx	VALUE	20	20.2000	19.8000	-403.6926	68
U47.Ry	VALUE	7.6300k	7.7063k	7.5537k	-350.9494	67
U47.Cy	VALUE	4.8500p	5.0925p	4.6075p	-116.1071	61
U40.Cy	VALUE	4.8500p	5.0925p	4.6075p	-57.3460	57
U40.Ry	VALUE	7.6300k	7.7063k	7.5537k	-34.9750	55
U40.Cz+	VALUE	1.5000p	1.5750p	1.4250p	-37.3147	55
U46.Cz+	VALUE	1.6000p	1.6800p	1.5200p	-18.9553	51
U40.Rz+	VALUE	179.7400k	181.5374k	177.9426k	-14.6112	50
U46.Rz+	VALUE	26.3500k	26.6135k	26.0865k	-10.3037	48
U46.C1	VALUE	351p	333.4500p	368.5500p	7.9051	47
U40.C1	VALUE	1.5800n	1.5010n	1.6590n	1.9234	39

Obr. 24: Semirelativní citlivosti f_s filtru z kap. 3.1.1 na změnu pasivních prvků

Výpočet relativní citlivosti je možné provést vynásobením hodnoty z obr. 23 podílem $\frac{100}{f_s}$

$$\text{takto } S_{C_1}^{f_s} \approx \frac{\partial f_s}{\partial C_1} \cdot \frac{C_1}{100} \cdot \frac{100}{f_s} = -4666,7 \cdot \frac{100}{1.10^6} = -0,47, \text{ což je blízke ručnímu výpočtu.} \quad (11)$$

Nejvyšší odchylka středního kmitočtu pro tolerance kondenzátorů 5 % a rezistorů 1 %.

$$\Delta f_{s,max} \approx |S_{\%,R_1}^{f_s} \cdot \text{tol.}_{R_1}| + |S_{\%,R_2}^{f_s} \cdot \text{tol.}_{R_2}| + |S_{\%,C_1}^{f_s} \cdot \text{tol.}_{C_1}| + |S_{\%,C_2}^{f_s} \cdot \text{tol.}_{C_2}| = 3172,1 + 3195,4 + 23\,333,5 + 22\,910,5 = 52,6 \text{ kHz} \quad (12)$$

Tento výsledek je však nepravděpodobný. Vhodnější jsou nekorelované odchylky

$$\Delta f_s \approx \sqrt{(S_{\%,R_1}^{f_s} \cdot \text{tol.}_{R_1})^2 + (S_{\%,R_2}^{f_s} \cdot \text{tol.}_{R_2})^2 + (S_{\%,C_1}^{f_s} \cdot \text{tol.}_{C_1})^2 + (S_{\%,C_2}^{f_s} \cdot \text{tol.}_{C_2})^2} = \sqrt{(3172,1)^2 + (3195,4)^2 + (23\,333,5)^2 + (22\,910,5)^2} = 33,0 \text{ kHz} \quad (13)$$

Relativní citlivost změny činitele jakosti Q (6) na změny pasivních prvků

$$S_{R_1}^Q = \frac{\partial Q}{\partial R_1} \cdot \frac{R_1}{Q} = \frac{\partial \left(\sqrt{\frac{R_1 C_1}{R_2 C_2}} \right)}{\partial R_1} \cdot \frac{R_1}{\sqrt{\frac{R_1 C_1}{R_2 C_2}}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\sqrt{\frac{R_1 C_1}{R_2 C_2}}}{R_1} \cdot \frac{R_1}{\sqrt{\frac{R_1 C_1}{R_2 C_2}}} = \frac{1}{2} \quad (14)$$

Pro ostatní prvky jsou relativní citlivosti tyto: $S_{C_1}^Q = \frac{\partial Q}{\partial C_1} \cdot \frac{C_1}{Q} = \frac{1}{2}$,

$$S_{R_2}^Q = \frac{\partial Q}{\partial R_2} \cdot \frac{R_2}{Q} = -\frac{1}{2} \quad \text{a} \quad S_{C_2}^Q = \frac{\partial Q}{\partial C_2} \cdot \frac{C_2}{Q} = -\frac{1}{2} \quad (15), (16), (17)$$

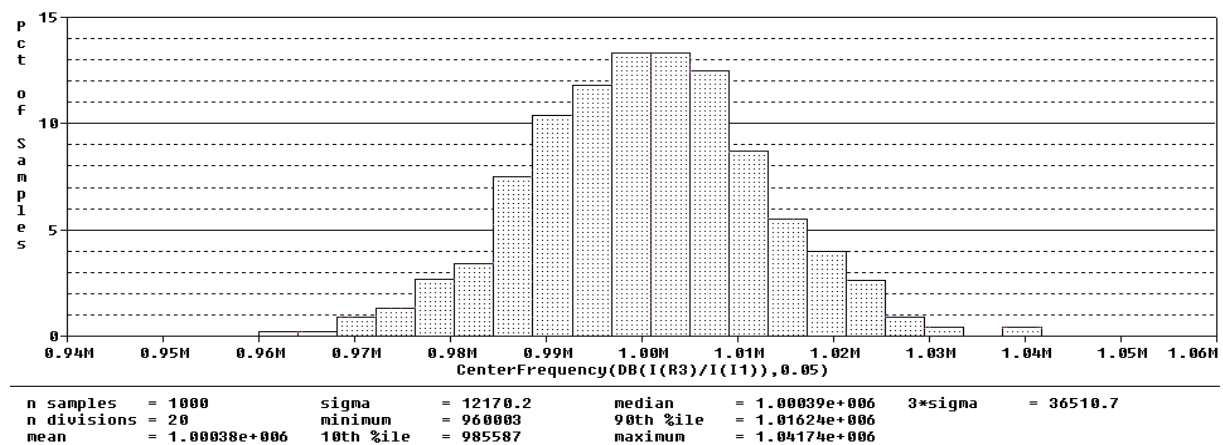
Výsledky z PSpice v semirelativním tvaru:

Parameters						
Component	Parameter	Original	@Min	@Max	Rel Sensitivity	Log
U26.R1	VALUE	0.9800	989.8000m	970.2000m	-8.4477m	58
C1	VALUE	470p	446.5000p	493.5000p	8.7572m	58
R1	VALUE	300	297	303	6.1079m	57
U31.Rx3	VALUE	132	130.6800	133.3200	2.6935m	55
U29.Ry	VALUE	7.6300k	7.5537k	7.7063k	1.1348m	54
C2	VALUE	220p	209p	231p	1.3848m	54
U31.Ry	VALUE	7.6300k	7.5537k	7.7063k	539.8450u	53
U31.R1	VALUE	0.9800	989.8000m	970.2000m	-410.3984u	52
U26.Rz+	VALUE	26.3500k	26.0865k	26.6135k	156.6200u	50
R2	VALUE	390	386.1000	393.9000	141.4055u	50
U31.C1	VALUE	1.5800n	1.5010n	1.6590n	109.3745u	50
U31.Cy	VALUE	4.8500p	4.6075p	5.0925p	93.2024u	49

Obr. 25: Semirelativní citlivosti Q filtru z kap. 3.1.1 na změnu pasivních prvků

Srovnání s ručním výpočtem: $S_{R_1}^Q \approx \frac{\partial Q}{\partial R_1} \cdot \frac{R_1}{100} \cdot \frac{100}{Q} = 0,0061079 \cdot \frac{100}{1,11} = 0,55$. (18)

Histogram analýzy hromadné výroby Monte Carlo pro 1000 běhů je na obr. 26. Z histogramu je zřejmé, že nejvíce obvodů bude vykazovat střední kmitočet 1 MHz, případně 1,005 MHz. Nejvyšší odchylky kmitočtu jsou $\pm 36,5$ kHz při zastoupení přibližně 0,2 % běhů. Odchylku mezního kmitočtu 1 % a menší má kolem 68 % běhů.



Obr. 26: Histogram analýzy Monte Carlo filtru z kap.3.1.1, 1000 běhů, Gaussovské rozložení

3.1.3 Druhá varianta multifunkčního filtru

Tento filtr je složen rovněž ze 3 bloků MO-CCII, realizuje filtry typu dolní propust, pásmová propust a pásmová zadrž (PZ) [7]. Schema zapojení je na obr. 26. Přenosové funkce lze popsat vztahy

$$\frac{I_{DP}}{I_{vst}} = \frac{G_{X1} G_{X2} G_{X3}}{s^2 C_1 C_2 G_{X1} + s C_2 G_{X1} G_{X2} + G_{X1} G_{X2} G_{X3}} , \quad (19)$$

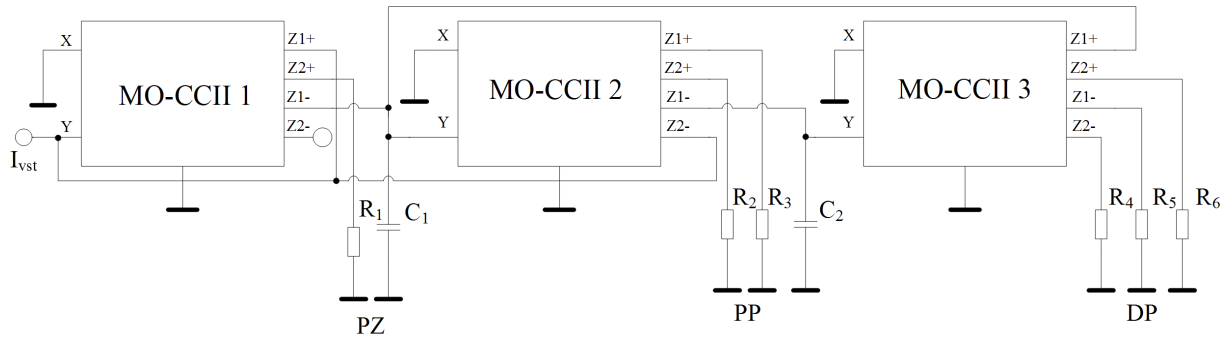
$$\frac{I_{PP}}{I_{vst}} = \frac{s C_2 G_{X1} G_{X2}}{s^2 C_1 C_2 G_{X1} + s C_2 G_{X1} G_{X2} + G_{X1} G_{X2} G_{X3}} , \quad (20)$$

$$\frac{I_{PZ}}{I_{vst}} = \frac{-(s^2 C_1 C_2 G_{X1} + G_{X1} G_{X2} G_{X3})}{s^2 C_1 C_2 G_{X1} + s C_2 G_{X1} G_{X2} + G_{X1} G_{X2} G_{X3}} \quad (21)$$

$$\text{Kde } G_{X1} = \frac{1}{R_{X1}}, G_{X2} = \frac{1}{R_{X2}}, G_{X3} = \frac{1}{R_{X3}} \quad (22)$$

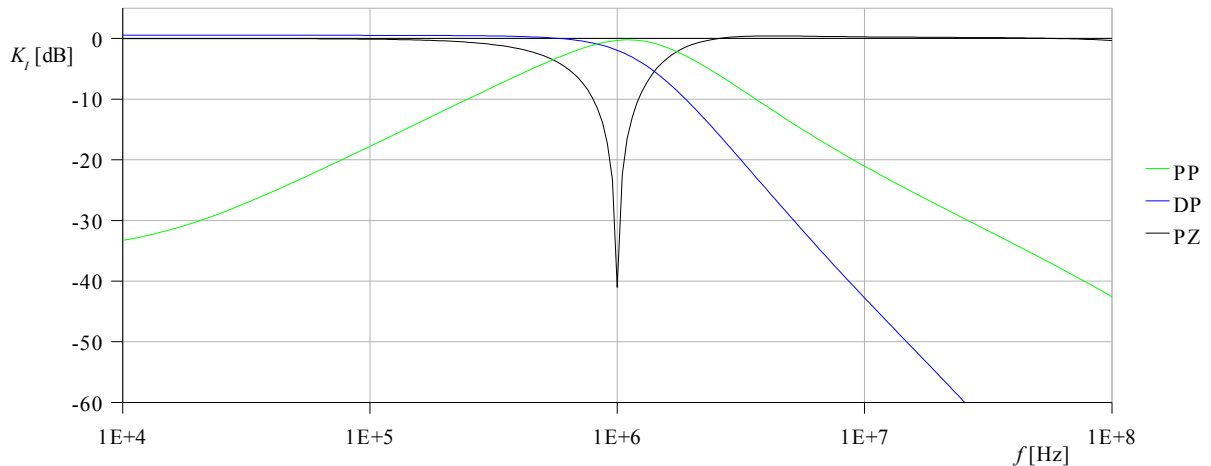
Úhlový střední kmitočet (PZ) a činitel jakosti jsou určeny vztahy

$$\omega_s = \sqrt{\frac{G_{X2} G_{X3}}{C_1 C_2}} \quad \text{a} \quad Q = \sqrt{\frac{C_1 G_{X3}}{C_2 G_{X2}}} \quad (23), (24)$$



Obr. 27: Druhá varianta filtru [7]

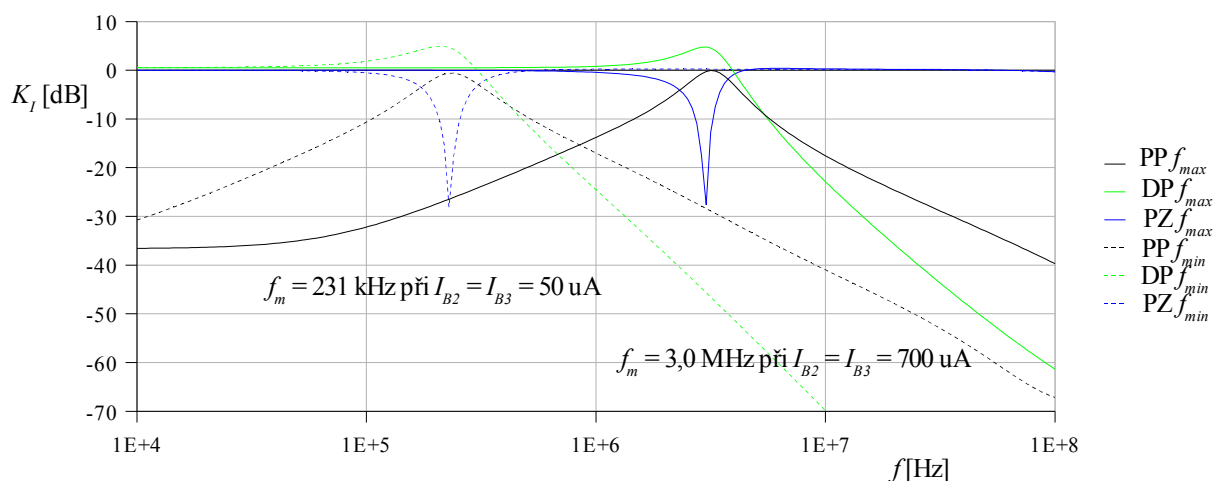
Vstupní proud I_{vst} při simulaci byl zvolen $50 \mu\text{A}$. Návrh hodnot prvků: $C_1 = 4,5 \text{ nF}$, $C_2 = 1,5 \text{ nF}$, $I_{B1} = I_{B2} = 500 \mu\text{A}$, $I_{B3} = 100 \mu\text{A}$. Rezistory $R_1 - R_6$ jsou výstupní a mají odpor 1Ω . Teoretické parametry filtru podle (22), (23), (24): $G_{X1} = G_{X2} = 35,7 \text{ mS}$, $G_{X3} = 7,57 \text{ mS}$, střední kmitočet PZ $f_0 = 1,01 \text{ MHz}$, činitel jakosti $Q = 0,79$, šířka pásma PP $B = 1,38 \text{ MHz}$. Výsledky simulace jsou na obr. 27.



Obr. 28: Simulací zjištěné modulové kmitočtové charakteristiky filtru z obr. 25

Po zaokrouhlení hodnoty prvku C_1 do řady E12, tj. $C_1 = 4,7 \text{ nF}$, došlo ke změně středního kmitočtu pásmové zadržky na $977,28 \text{ kHz}$. Kmitočtová závislost DP byla snímána na rezistorech $R_4 - R_6$, závislost PP na R_2 a R_3 a konečně závislost PZ na rezistoru R_1 . Výsledné

simulované přibližné strmosti filtrů jsou následující : PP: 19 dB/dek, DP: - 41 dB/dek. Šířka pásma PP je 1,40 MHz. Charakteristika filtru DP je bez zákmitů a deformací. Průchozí přenos v pásmu propustnosti je 0,5 dB, filtr tudíž lehce zesiluje vstupní signál. V pásmu nepropustnosti činí útlum na nejvyšším kmitočtu simulace 100 MHz 90 dB. Filtr PP dosahuje mírně lepších vlastností než první varianta filtru v kap. 3.1.1. Útlum v pásmu nepropustnosti je 35 dB na kmitočtech pod 10 kHz. Strmost je 19 dB/dek. Na kmitočtu 100 MHz dosahuje útlumu 42 dB. Simulovaná šířka pásma je 1,40 MHz oproti teoretické hodnotě 1,38 MHz. Z této hodnoty zjištěný činitel jakosti PP $Q = 0,79$. Průchozí útlum v pásmu propustnosti nepřesáhne 1 dB. Filtr typu PZ dosahuje na středním kmitočtu útlumu 42 dB. Filtr byl při simulaci naladěn přesně na kmitočet 1 MHz. Při daných hodnotách součástek je teoretický kmitočet podle (23) 1,01 MHz. Tyto hodnoty odpovídají simulaci téměř dokonale. Vzorce (23) a (24) totiž zahrnují i vliv vstupních odporů svorek X, které se mění s proudem I_B (viz obr. 11), takže není nutná úprava prvků jako v předchozím případě v kap. 3.1.1. Tento filtr je rovněž možné přeladovat souběžnou změnou proudů I_{B1} a I_{B2} . Nejnižší střední kmitočet (PZ) je 231 kHz pro $I_{B2} = I_{B3} = 50 \mu A$. Nejvyšší střední kmitočet při $I_{B2} = I_{B3} = 700 \mu A$ je 3 MHz. Výsledné závislosti jsou vyneseny do grafu na obr. 29.



Obr. 29: Mezní kmitočty při přeladění filtru z obr. 27

3.1.4 Citlivostní a toleranční analýza filtru z kap. 3.1.3

Vzorec pro výpočet mezního kmitočtu (23) lze upravit pro snadnější výpočet do podoby

$$\omega_s = \sqrt{\frac{1}{C_1 C_2 R_{X2} R_{X3}}} \quad (25)$$

kde R_{X2} a R_{X3} jsou vstupní odpory svorek X bloků MO-CCII 2 a MO-CCII 3. Střední kmitočet pásmové zádrže se u modelu 3. úrovně změnil na 992,5 kHz. Vzhledem k této minimální odchylce kmitočtu nebylo nutné měnit hodnoty prvků v modelu 3. úrovně. Činitel jakosti se u modelu 3. úrovně změnil na $Q = 0,76$ oproti 0,79 u bloku sestavenému z tranzistorových polí. Výpočet relativní citlivosti středního kmitočtu pásmové zádrže (23) na tolerance pasivních prvků je totožný s výpočtem pro filtr první varianty (7). Proto jsou i relativní citlivosti stejné

$$S_{C_1}^{\omega} = \frac{\partial \omega}{\partial C_1} \cdot \frac{C_1}{\omega} = -\frac{1}{2} \quad , \quad S_{C_2}^{\omega} = \frac{\partial \omega}{\partial C_2} \cdot \frac{C_2}{\omega} = -\frac{1}{2} \quad , \quad S_{R_{X2}}^{\omega} = \frac{\partial \omega}{\partial R_{X2}} \cdot \frac{R_{X2}}{\omega} = -\frac{1}{2} \quad ,$$

$$S_{R_{X3}}^{\omega} = \frac{\partial \omega}{\partial R_{X3}} \cdot \frac{R_{X3}}{\omega} = -\frac{1}{2} \quad . \quad (26), (27), (28), (29)$$

Semirelativní citlivosti z Pspice jsou na obr. 30.

Parameters						
Component	Parameter	Original	@Min	@Max	Rel Sensitivity	Log
U2.Rx2	VALUE	28	28.2800	27.7200	-5.0307k	74
U2.R2	VALUE	1	990m	1.0100	4.8248k	74
U3.Rx3	VALUE	132	133.3200	130.6800	-5.0277k	74
U3.R1	VALUE	0.9800	970.2000m	989.8000m	4.8218k	74
C1	VALUE	4.5000n	4.5450n	4.4550n	-5.0214k	74
C2	VALUE	1.5000n	1.5150n	1.4850n	-5.0084k	74
U3.Cy	VALUE	4.8500p	5.0925p	4.6075p	-15.6686	58
U1.R1	VALUE	0.9800	989.8000m	970.2000m	-7.7483	56
U1.R2	VALUE	1	990m	1.0100	7.7336	56

Obr. 30: Semirelativní citlivosti f_s filtru z kap. 3.1.3 na změnu pasivních prvků

Kontrola s ručním výpočtem : $S_{R_{X2}}^{f_s} \approx \frac{\partial f_s}{\partial R_{X2}} \cdot \frac{R_{X2}}{f_s} \cdot \frac{100}{100} = -5030,7 \cdot \frac{100}{9,925 \cdot 10^5} = -0,51 \quad . \quad (30)$

Nejvyšší odchylka středního kmitočtu PZ :

$$\Delta f_{s, max} \approx |S_{\%, C_1}^{f_s} \cdot tol.C_1| + |S_{\%, C_2}^{f_s} \cdot tol.C_2| + |S_{\%, R_{X2}}^{f_s} \cdot tol.R_{X2}| + |S_{\%, R_{X3}}^{f_s} \cdot tol.R_{X3}| =$$

$$= |-5021,4.5| + |-5008,4.5| + |-5030,7| + |-5027,7| = 60,2 \text{ kHz} \quad . \quad (31)$$

Nekorelované odchylky:

$$\Delta f_s \approx \sqrt{(S_{\%, C_1}^{f_s} \cdot tol.C_1)^2 + (S_{\%, C_2}^{f_s} \cdot tol.C_2)^2 + (S_{\%, R_{X2}}^{f_s} \cdot tol.R_{X2})^2 + (S_{\%, R_{X3}}^{f_s} \cdot tol.R_{X3})^2} =$$

$$= \sqrt{(-5021,4.5)^2 + (-5008,4.5)^2 + (-5030,7)^2 + (-5027,7)^2} = 36,2 \text{ kHz} \quad . \quad (32)$$

Relativní citlivost změny činitele jakosti Q (24) na změny pasivních prvků:

$$S_{C_1}^Q = \frac{\partial Q}{\partial C_1} \cdot \frac{C_1}{Q} = \frac{\partial \left(\sqrt{\frac{C_1 R_{X2}}{C_2 R_{X3}}} \right)}{\partial C_1} \cdot \frac{C_1}{\sqrt{\frac{C_1 R_{X2}}{C_2 R_{X3}}}} = \frac{1}{2} \frac{\sqrt{\frac{C_1 R_{X2}}{C_2 R_{X3}}}}{C_1} \cdot \frac{C_1}{\sqrt{\frac{C_1 R_{X2}}{C_2 R_{X3}}}} = \frac{1}{2} \quad . \quad (33)$$

Ostatní prvky mají následující citlivosti:

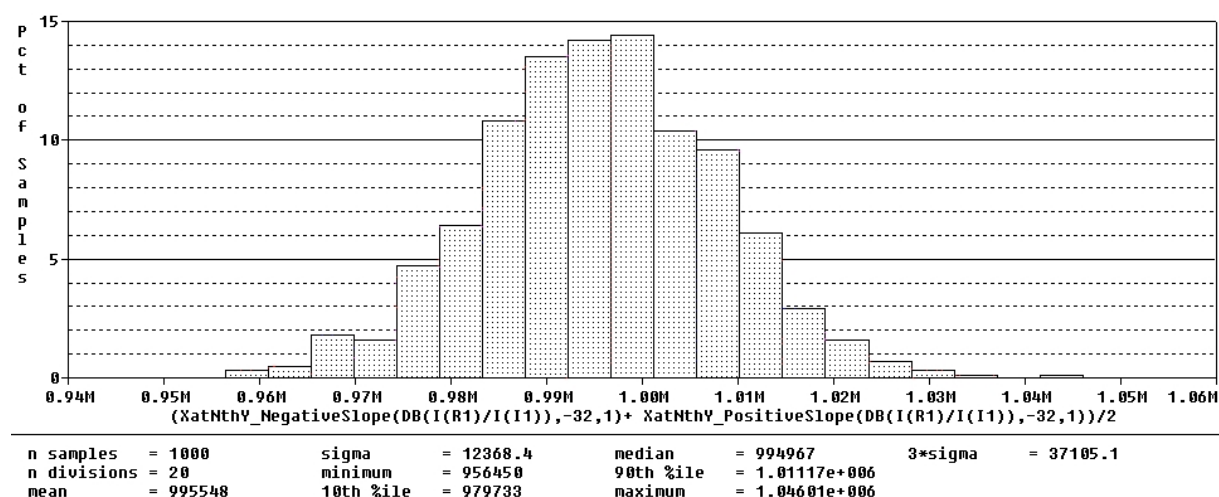
$$S_{R_{X2}}^Q = \frac{\partial Q}{\partial R_{X2}} \cdot \frac{R_{X2}}{Q} = \frac{1}{2} \quad , \quad S_{C_2}^Q = \frac{\partial Q}{\partial C_2} \cdot \frac{C_2}{Q} = -\frac{1}{2} \quad \text{a}$$

$$S_{R_{X3}}^Q = \frac{\partial Q}{\partial R_{X3}} \cdot \frac{R_{X3}}{Q} = -\frac{1}{2} \quad . \quad (34), (35), (36)$$

Semirelativní citlivosti změny Q na změnu pasivních prvků jsou na obr. 31.

Parameters						
Component	Parameter	Original	@Min	@Max	Rel Sensitivity	Log
U1.R1	VALUE	0.9800	970.2000m	989.8000m	7.5097m	58
C1	VALUE	4.5000n	4.2750n	4.7250n	7.3950m	58
U1.R2	VALUE	1	1.0100	990m	-7.3796m	57
U2.Rx2	VALUE	28	27.7200	28.2800	7.2690m	57
U2.R2	VALUE	1	1.0100	990m	-7.3072m	57
U1.Rx2	VALUE	28	28.2800	27.7200	-117.5104u	50
U1.Ry	VALUE	1.7600k	1.7424k	1.7776k	120.4995u	50
U2.Ry	VALUE	1.7600k	1.7424k	1.7776k	111.9979u	50
U3.Rx3	VALUE	132	133.3200	130.6800	-92.7841u	50
U3.R1	VALUE	0.9800	970.2000m	989.8000m	118.8597u	50
U3.Ry	VALUE	7.6300k	7.5537k	7.7063k	77.1447u	49
U3.C1	VALUE	1.5800n	1.5010n	1.6590n	55.6823u	49
U1.C2	VALUE	565p	593.2500p	536.7500p	-34.3091u	48
U1.C1	VALUE	438p	416.1000p	459.9000p	26.6797u	48
U2.Rz-	VALUE	35.5000k	35.1450k	35.8550k	16.5098u	47
U1.Cy	VALUE	6.2000p	5.8900p	6.5100p	11.1390u	46
U2.C2	VALUE	565p	593.2500p	536.7500p	-14.5230u	46
U2.Cy	VALUE	6.2000p	5.8900p	6.5100p	10.2016u	46
C2	VALUE	1.5000n	1.4250n	1.5750n	12.1178u	46

Obr. 31: Semirelativní citlivosti Q filtru z kap. 3.1.3 na změnu pasivních prvků



Obr. 32: Histogram analýzy Monte Carlo filtru z kap. 3.1.3, 1000 běhů, Gaussovské rozložení

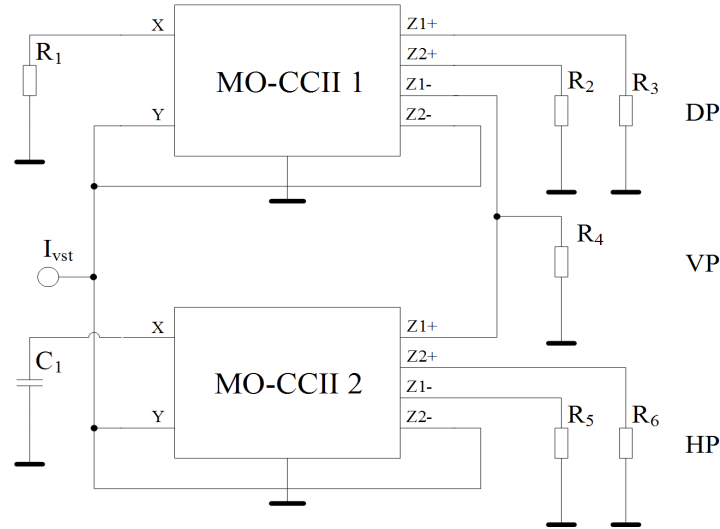
Analýza Monte Carlo (obr. 32) ukazuje rozptyl středního kmitočtu jednotlivých obvodů. Nejvíce obvodů bude se středním kmitočtem PZ 1,00 MHz, četná zastoupení mají také kmitočty od 980 kHz do 1,015 MHz. Mimo tyto hranice je celkový podíl asi 15 %. Nejvyšší odchylky kmitočtu mají hodnotu $\pm 37,1$ kHz. Odchylku středního kmitočtu PZ menší než 1 % má 60 % běhů.

3.1.5 Třetí varianta filtru

Tento návrh popisuje filtr jednodušší konstrukce [8]. Je složen ze 2 bloků MO-CCII. Představuje filtry 1. řádu typu DP, HP, a všepropustný filtr (VP). Schema zapojení je na obr. 33. Přenosové funkce jsou dány vztahy

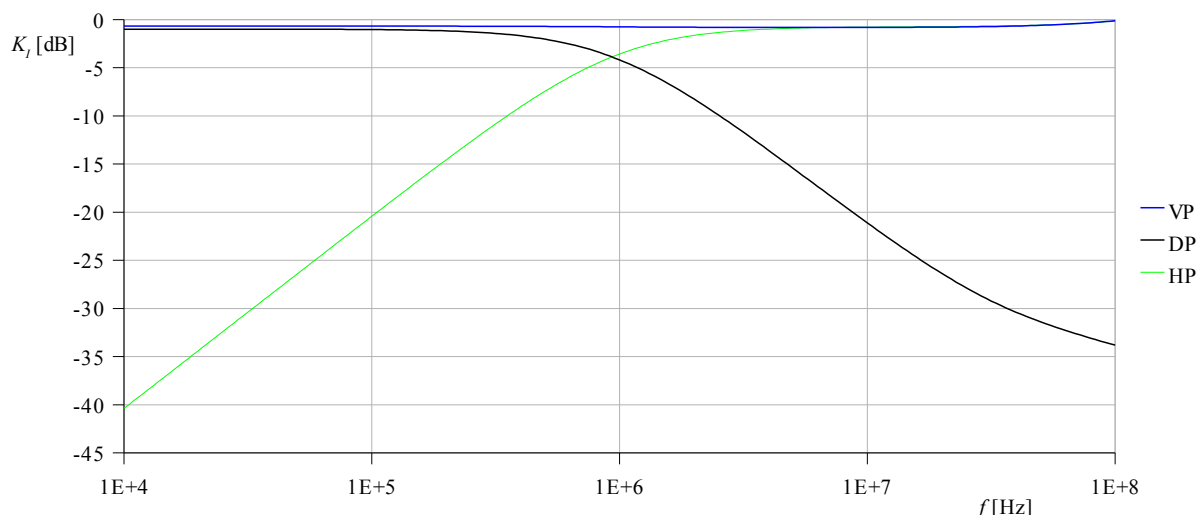
$$\frac{I_{DP}}{I_{vst}} = \frac{\frac{1}{RC}}{s + \frac{1}{RC}}, \quad \frac{I_{HP}}{I_{vst}} = \frac{s}{s + \frac{1}{RC}} \quad \text{a} \quad \frac{I_{VP}}{I_{vst}} = \frac{s - \frac{1}{RC}}{s + \frac{1}{RC}}. \quad (37),(38),(39)$$

Mezní úhlový kmitočet určuje vztah $\omega_m = \frac{1}{RC}$. (40)



Obr. 33: Třetí varianta filtru [8]

Vstupní proud $I_{vst} = 50 \mu\text{A}$. Návrh hodnot prvků: $R_1 = 590 \Omega$, $C_1 = 270 \text{ pF}$, $I_{B1} = 100 \mu\text{A}$, $I_{B2} = 700 \mu\text{A}$. Rezistory $R_2 - R_6$ jsou výstupní zátěže a místa, kde lze odebírat výstupní odezvy (1Ω). Zbylé výstupy, které nemusí být využity, jsou také takto ošetřeny, jinak simulace hlásí chybu. Teoretická hodnota mezního kmitočtu podle (40) je 999 kHz . Při simulaci s těmito hodnotami součástek je mezní kmitočet HP $f_m = 988,82 \text{ kHz}$ a mezní kmitočet DP $f_m = 842,09 \text{ kHz}$. Po odečtení vstupního odporu R_X bloku MO-CCII 1 ($R_X = 132 \Omega$) je výsledná hodnota $R_1 = 458 \Omega$. S těmito hodnotami jsou simulované mezní kmitočty tyto: $f_{m,DP} = 1,02 \text{ MHz}$, $f_{m,HP} = 1,20 \text{ MHz}$. Jelikož tyto mezní kmitočty nejsou stejné, byla hledána hodnota R_1 , pro kterou by tyto kmitočty vykazovaly podobnou odchylku od středního kmitočtu 1 MHz . S hodnotou $R_1 = 520 \Omega$ (bez hodnoty R_{X1}) jsou tyto mezní kmitočty na $925,63 \text{ kHz}$ pro DP a $1,09 \text{ MHz}$ pro HP. Výsledné charakteristiky jsou na obr. 34. Po úpravě hodnoty R_1 do řady E12, tj. $R_1 = 560 \Omega$ (bez hodnoty R_{X1}) došlo ke změně mezních kmitočtů na $875,86 \text{ kHz}$ u DP a $1,03 \text{ MHz}$ pro HP. Kmitočtové charakteristiky přenosu DP byly snímány na rezistorech R_2 a R_3 , charakteristiky HP na R_5 a R_6 a VP na R_4 . Výsledné strmosti filtrů jsou přibližně: DP: -18 dB/dek , HP: 20 dB/dek . Filtr typu DP má v pásmu propustnosti průchozí útlum 1 dB . Strmost odpovídá filtru 1. řádu. Pokles je téměř lineární, jen nad kmitočtem 30 MHz se zpomalí. Horní propust dosahuje strmosti 20 dB/dek . V pásmu propustnosti je útlum menší než $1,5 \text{ dB}$ a s rostoucím kmitočtem klesá. Všeprůpustný filtr má v celém zobrazeném spektru hodně stabilní útlum. Na kmitočtech menších než 100 kHz je to $0,6 \text{ dB}$. Ke konci spektra útlum klesá a na konečném kmitočtu simulace 100 MHz dosahuje $0,1 \text{ dB}$.



Obr. 34: Simulací zjištěné modulové kmitočtové charakteristiky filtru z obr. 31

3.1.6 Citlivostní a toleranční analýza filtru z kap. 3.1.5

Se stejnými hodnotami prvků jako v kap. 3.1.5 byly vlastnosti modelu 3. úrovně odlišné od tranzistorového pole. Mezní kmitočet dolní propusti dosahoval 1,33 MHz a horní propusti 1,51 MHz. Po úpravě hodnot se mezní kmitočty změnily na 936,88 kHz u dolní propusti a 1,08 MHz pro horní propust. Nové hodnoty prvků pro model 3. úrovně: $R = 430 \Omega$, $C = 390 \text{ pF}$, $I_{B1} = 100 \mu\text{A}$, $I_{B2} = 500 \mu\text{A}$. Pro tyto hodnoty je teoretická hodnota kmitočtu (40) 949,04 kHz. Relativní citlivost středního kmitočtu na změny pasivních prvků je

$$S_C^\omega = \frac{\partial \omega}{\partial C} \cdot \frac{C}{\omega} = \frac{\partial \left(\frac{1}{RC} \right)}{\partial C} \cdot \frac{C}{\frac{1}{RC}} = -1 \frac{(RC)^{-2} RC}{(RC)^{-1}} = -1 \frac{(RC)^2}{(RC)^2} = -1 \quad . \quad (41)$$

Stejně jsou obě relativní citlivosti: $S_R^\omega = \frac{\partial \omega}{\partial R} \cdot \frac{R}{\omega} = -1 \quad . \quad (42)$

Protože se mezní kmitočty jednotlivých filtrů liší, jsou uvedeny oba výsledky semirelativní citlivosti z PSpice (obr. 35 a 36) a oba histogramy analýzy hromadné výroby Monte Carlo (obr. 37 a 38).

Parameters							
Component	Parameter	Original	@Min	@Max	Rel Sensitivity	Log	
U7.R2	VALUE	1	1.0100	990m	-8.6249k	80	
C1	VALUE	390p	393.9000p	386.1000p	-9.1068k	80	
U9.R2	VALUE	1	990m	1.0100	6.3974k	79	
R1	VALUE	430	434.3000	425.7000	-4.8238k	77	
U7.Ry	VALUE	1.7600k	1.7776k	1.7424k	-1.9876k	73	
U9.Rx3	VALUE	132	133.3200	130.6800	-1.4638k	72	
U7.Rx2	VALUE	28	28.2800	27.7200	-513.8430	67	

Obr. 35: Semirelativní citlivosti f_m DP filtru z kap. 3.1.5 na změnu pasivních prvků

Parameters						
Component	Parameter	Original	@Min	@Max	Rel Sensitivity	Log
U7.R2	VALUE	1	1.0100	990m	-9.2479k	78
C1	VALUE	390p	393.9000p	386.1000p	-10.3522k	78
U9.R2	VALUE	1	990m	1.0100	8.2883k	77
R1	VALUE	430	434.3000	425.7000	-5.8980k	76
U7.Ry	VALUE	1.7600k	1.7776k	1.7424k	-2.2302k	72
U7.C2	VALUE	565p	536.7500p	593.2500p	1.6413k	71
U9.Rx3	VALUE	132	133.3200	130.6800	-1.8115k	71
U7.Rx2	VALUE	28	27.7200	28.2800	515.9409	66

Obr. 36: Semirelativní citlivosti f_m HP filtru z kap. 3.1.5 na změnu pasivních prvků

$$\text{Srovnání s ručním výpočtem: } S_C^{\omega} \approx \frac{\partial \omega}{\partial C} \cdot \frac{C}{100} \cdot \frac{100}{\omega} = -9106,8 \cdot \frac{100}{936\,880} = -0,97 \quad . \quad (43)$$

Nejvyšší odchylka mezního kmitočtu DP:

$$\Delta f_{m,DP,max} \approx |S_{\%,C}^{f_m} \cdot tol.C| + |S_{\%,R}^{f_m} \cdot tol.R| = |-9106,8.5| + |-4823,8| = 40,7 \text{ kHz} \quad . \quad (44)$$

Nekorelované odchylky mezního kmitočtu DP:

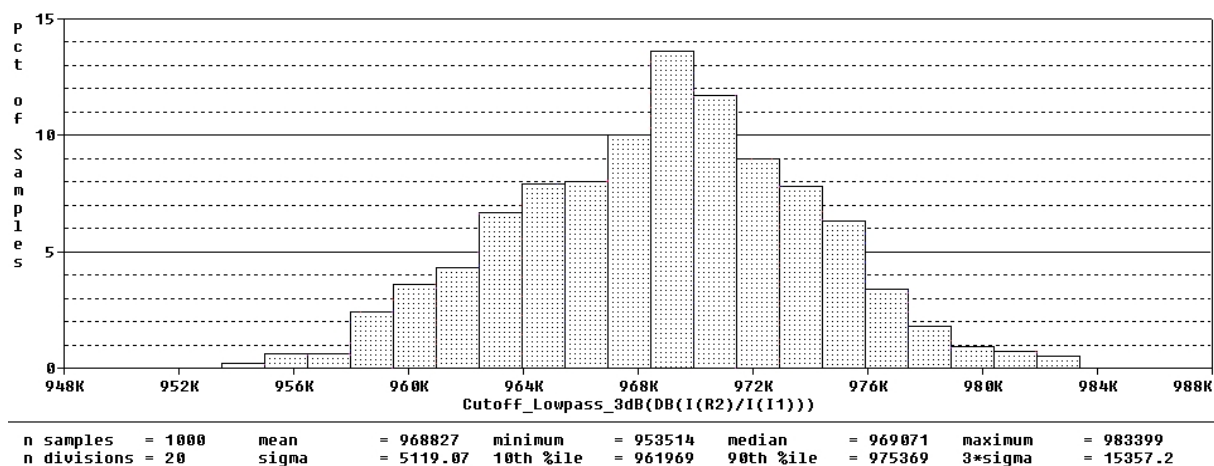
$$\Delta f_{m,DP} \approx \sqrt{(S_{\%,C}^{f_m} \cdot tol.C)^2 + (S_{\%,R}^{f_m} \cdot tol.R)^2} = \sqrt{(-9106,8.5)^2 + (-4823,8)^2} = 45,79 \text{ kHz} \quad . \quad (45)$$

Nejvyšší odchylka mezního kmitočtu HP:

$$\Delta f_{m,HP,max} \approx |S_{\%,C}^{f_m} \cdot tol.C| + |S_{\%,R}^{f_m} \cdot tol.R| = |-10\,352,2.5| + |-5898| = 57,66 \text{ kHz} \quad . \quad (46)$$

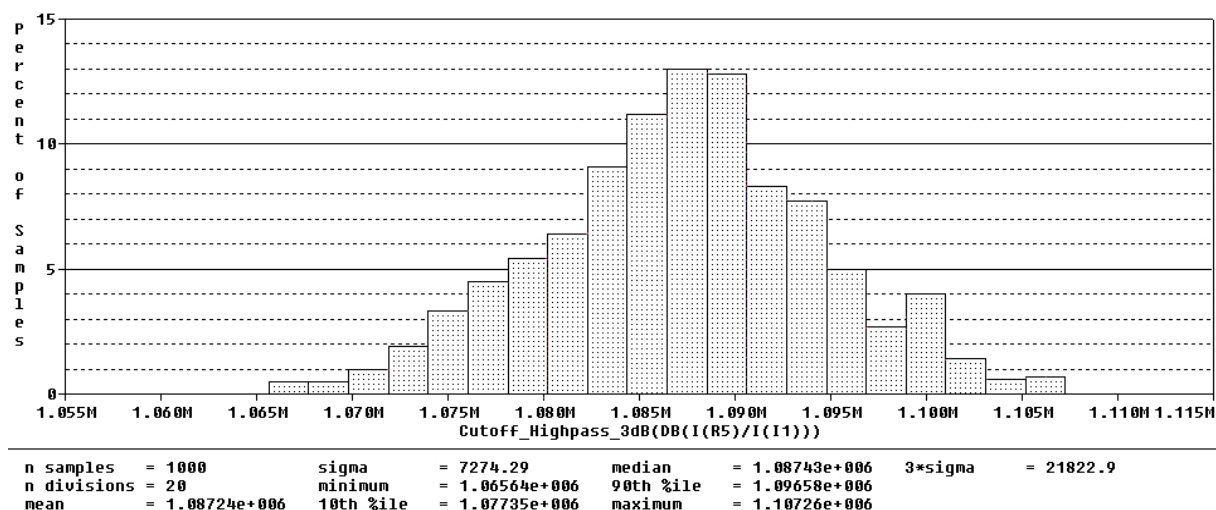
Nekorelované odchylky mezního kmitočtu HP:

$$\Delta f_{m,HP} \approx \sqrt{(S_{\%,C}^{f_m} \cdot tol.C)^2 + (S_{\%,R}^{f_m} \cdot tol.R)^2} = \sqrt{(-10\,352,2.5)^2 + (-5898)^2} = 52,09 \text{ kHz} \quad . \quad (47)$$



Obr. 37: Histogram analýzy Monte Carlo pro f_m DP filtru z kap. 3.1.5, 1000 běhů, Gaussovské rozložení

Obr. 37 udává rozptyl parametrů filtru DP při hromadné výrobě. Nejvyšší zastoupení má kmitočet 969 kHz. Odchylky od mezního kmitočtu DP nejsou příliš velké, nejvyšší ($3 \cdot \sigma$) dosahují 15,3 kHz.



Obr. 38: Histogram analýzy Monte Carlo pro f_m HP filtru z kap. 3.1.5, 1000 běhů, Gaussovské rozložení

Na obr. 38 jsou uvedeny rozptyly mezních kmitočtů pro HP. Zde mají nejvyšší zastoupení kmitočty 1,08 – 1,09 MHz. Nejvyšší odchylky mezního kmitočtu ($3 \cdot \sigma$) dosahují 21,8 kHz. Tyto odchylky jsou menší než v případě filtrů z kap. 3.1.1 a 3.1.3. Důvodem je to, že se jedná o filtr 1. řádu a využívá méně pasivních prvků.

3.1.7 Srovnání filtrů

DP u filtru z kap. 3.1.1 má za všech filtrů nejvyšší strmost (- 43 dB/dek), ale útlum v pásmu nepropustnosti je malý a hodně kolísá. Tento filtr je možné používat do kmitočtu nejvýš 6 MHz, kdy charakteristika obsahuje parazitní nulu přenosu. Ostatní filtry mají sice menší strmost DP, ale jejich charakteristika obsahuje méně deformací. PP mají podobný útlum u obou variant filtrů. U filtru z kap. 3.1.1 je šířka pásma propusti $B = 751,5$ kHz, filtr z kap. 3.1.3 má $B = 1,40$ MHz. Horní propusti se liší strmostí a malým rozdílem útlumu. U filtru z kap. 3.1.1 je strmost filtru 40 dB/dek, filtr z kap. 3.1.5 má strmost 20 dB/dek, což je dáno odlišnými řády jednotlivých filtrů. Výhodou filtru z kap. 3.1.3 je jednodušší návrh, kdy není nutné navíc uvažovat vliv vstupních odporů proudových svorek X konvektorů, jelikož tento odpor je zahrnut do vzorců pro výpočet středního kmitočtu a činitele jakosti (23), (24).

3.2 Blok CCII v zapojení oscilátoru

Zde jsou uvedena 2 schémata oscilátorů s použitím bloků MO-CCII. Oba oscilátory jsou navrženy pro oscilační kmitočet 1 MHz.

3.2.1 První varianta oscilátoru

Tento oscilátor [9] je složen ze 2 bloků CCII. Schema zapojení je na obr. 39. V tomto zapojení není nutný blok MO-CCII. U každého bloku je pro činnost nutný jen jeden proudový výstup (Z). Zbývající výstupy jsou zatíženy rezistory $R_3 - R_6$. Charakteristická rovnice obvodu je

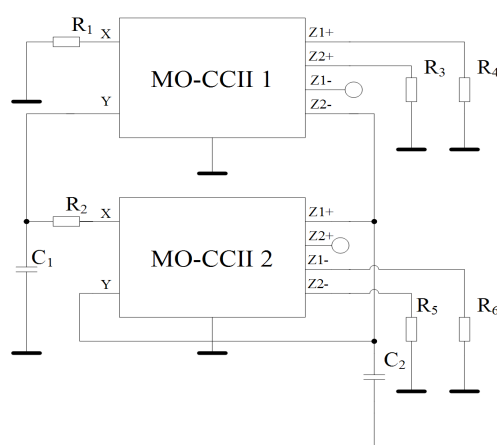
$$s^2 C_1 C_2 R_1 R_2 + (C_2 - C_1) s R_1 + 1 = 0 \quad . \quad (48)$$

Úhlový oscilační kmitočet je dán vztahem

$$\omega_o = \sqrt{\frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad . \quad (49)$$

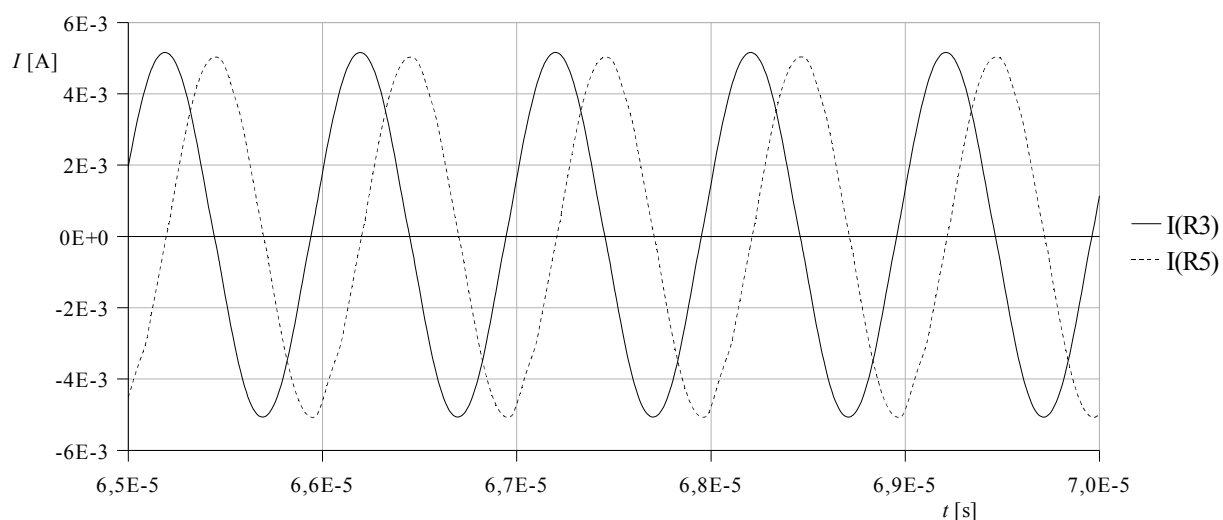
Oscilační podmínku určuje vztah

$$C_1 = C_2 \quad . \quad (50)$$



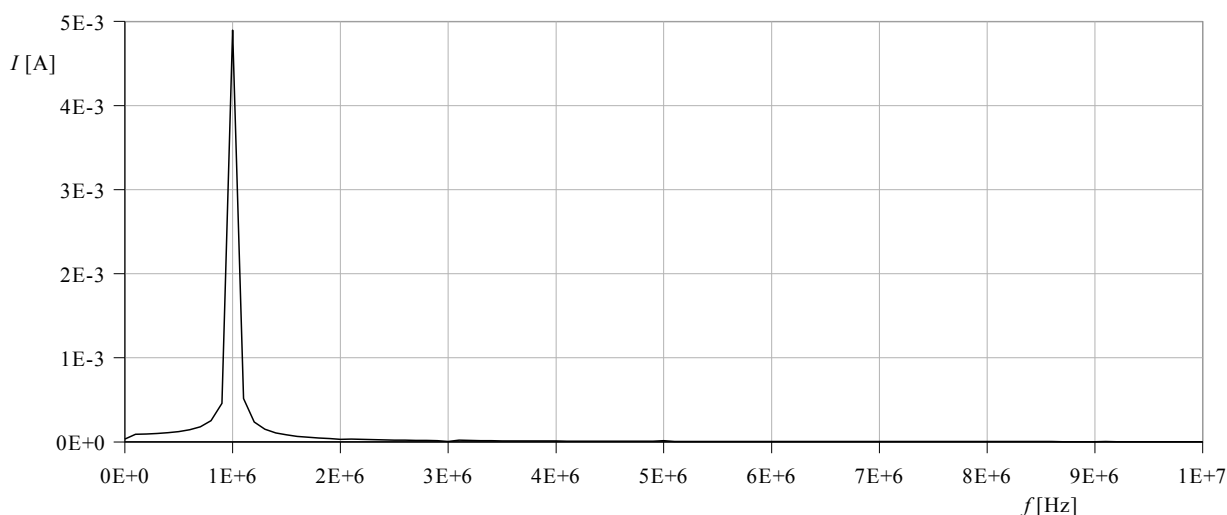
Obr. 39: První varianta oscilátoru [9]

Hodnoty prvků jsou následující: $R_1 = 125 \, \Omega$, $R_2 = 125 \, \Omega$, $C_1 = 1,2 \, \text{nF}$, $C_2 = 1 \, \text{nF}$, na výstupech jsou rezistory $R_3 - R_6$. Pokud využijeme možnost odebírání signálu ve formě napětí na obou uzlech (na C_1 a C_2), lze získat i napěťovou odezvu (v praxi impedančně oddělit sledovači). Ladění bude probíhat změnou proudů I_{B1} a I_{B2} . Na těchto proudech je závislý vstupní odpor proudové svorky X (obr. 10) a napěťové svorky Y (obr. 12). Jelikož je tento proud závislý na teplotě, případně výrobní toleranci, není tento způsob ladění příliš vhodný pro oscilátory s velkou stabilitou kmitočtu. Po započtení vlivu vstupních odporů svorek X (pro $I_{B1} = I_{B2} = 700 \, \mu\text{A}$ je $R_{X1,2} = 20 \, \Omega$) je teoretický oscilační kmitočet podle (49) $f_o = 1,00 \, \text{MHz}$.



Obr. 40: Výstupní oscilace obvodu oscilátoru na obr. 3.1

V grafu na obr. 40 jsou zobrazeny výstupní průběhy proudu rezistory R_3 a R_5 . Spektrum výstupního signálu je na obr. 41. V návrhu pro režim stálého kmitočtu není záměrně přesně dodržena oscilační podmínka (50). Kapacita C_1 (1,2 nF) je mírně vyšší oproti C_2 (1 nF). Důsledkem těchto odchylek je vyšší výstupní proud oscilátoru ($I_{MAX} = 5$ mA).



Obr. 41: Spektrum výstupního signálu oscilátoru na obr. 3.1

Vzorec pro výpočet harmonického zkreslení k

$$k = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + U_5^2 + U_6^2 + U_7^2 + U_8^2 + U_9^2 \dots}}{\sqrt{U_1^2 + U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + U_5^2 + U_6^2 + U_7^2 + U_8^2 + U_9^2 \dots}} \cdot 100 \quad (51)$$

Kde $U_1 - U_9$ jsou hodnoty jednotlivých harmonických složek ve spektru.

Výpočet harmonického zkreslení na kmitočtu 1 MHz podle (51)

$$k = \frac{\sqrt{35^2 + 20^2 + 12^2 + 14^2 + 6^2 + 5^2 + 4^2 + 4^2}}{\sqrt{4900^2 + 35^2 + 20^2 + 12^2 + 14^2 + 6^2 + 5^2 + 4^2 + 4^2}} \cdot 100 = 0,93 \quad \% . \quad (52)$$

Dosazeny byly hodnoty v μA . Zkreslení s použitím bloků HFA dosahuje mírně vyšších hodnot než experimentálně sestavený oscilátor s obvodu AD844 a EL2082. Důvodem může být nepřítomnost obvodu pro stabilizaci amplitudy.

Oscilátor je možné ladit současnou změnou proudů I_{B1} a I_{B2} . V tom případě je nutné se více přiblížit splnění oscilační podmínky (50). Hodnoty součástek byly zvoleny $R_1 = R_2 = 125 \, \Omega$, $C_1 = 1,1 \, \text{nF}$, $C_2 = 1 \, \text{nF}$. Při $I_{B1} = I_{B2} = 20 \, \mu\text{A}$ je simulovaný oscilační kmitočet $177 \, \text{kHz}$, zkreslení (51) se mírně zvýší na $1,7 \, \%$. Při zvýšení I_{B1}, I_{B2} na $50 \, \mu\text{A}$ vzroste oscilační kmitočet na $354 \, \text{kHz}$, $I_{B1}, I_{B2} = 100 \, \mu\text{A}$ znamená kmitočet $535,6 \, \text{kHz}$, $I_{B1}, I_{B2} = 300 \, \mu\text{A}$ kmitočet $f_0 = 818 \, \text{kHz}$, $I_{B1} = I_{B2} = 500 \, \mu\text{A}$ kmitočet $918 \, \text{kHz}$ a konečně pro výchozí $I_{B1} = I_{B2} = 700 \, \mu\text{A}$ je oscilační kmitočet $975 \, \text{kHz}$. Oscilačního kmitočtu $1,00 \, \text{MHz}$ se dosáhne s $I_{B1} = I_{B2} = 850 \, \mu\text{A}$. Amplituda výstupního proudu (I_{MAX}) je přibližně $200 \, \mu\text{A}$ a s klesajícím kmitočtem klesá. Ladění pomocí změn pouze jednoho proudu I_B je také možné. Při konstantní hodnotě proudu $I_{B1} = 700 \, \mu\text{A}$ je možné přeladění od $380 \, \text{kHz}$ ($I_{B2} = 10 \, \mu\text{A}$) do $975 \, \text{kHz}$ ($I_{B2} = 700 \, \mu\text{A}$). Při prohození způsobu ladění tj. $I_{B2} = 700 \, \mu\text{A}$, zůstává konstantní a ladí se pomocí I_{B1} je situace odlišná. Nejnižší kmitočet je $423 \, \text{kHz}$ ($I_{B1} = 10 \, \mu\text{A}$), ale zkreslení dosahuje $30 \, \%$. Nejvyšší kmitočet je shodný s předchozím případem a dosahuje $975 \, \text{kHz}$ ($I_{B1} = I_{B2} = 700 \, \mu\text{A}$). Výhodnější je tedy ladění pomocí I_{B2} , kdy je možné dosáhnout širšího přeladění a menšího zkreslení.

3.2.2 Citlivostní a toleranční analýza oscilátoru z kap. 3.2.1

Jelikož se při analýze používá model 3.úrovně s použitými ideálními zdroji, bylo nutné upravit hodnoty prvků pro ustálení amplitudy oscilací. Nové hodnoty jsou: $R_1 = 130 \, \Omega$, $R_2 = 105 \, \Omega$, $I_{B1} = I_{B2} = 500 \, \mu\text{A}$. Kapacity kondenzátorů C_1 a C_2 zůstávají původní. Vzorec pro výpočet kmitočtu oscilátoru je shodný se vzorcem pro střední kmitočet (pásmové propusti) filtru z kap. 3.1.1 (5). Proto budou rovněž stejné relativní citlivosti jako u filtrů 1 a 2.

$$S_{R_1}^{\omega} = \frac{\partial \omega}{\partial R_1} \cdot \frac{R_1}{\omega} = -\frac{1}{2} \quad , \quad S_{R_2}^{\omega} = \frac{\partial \omega}{\partial R_2} \cdot \frac{R_2}{\omega} = -\frac{1}{2} \quad , \quad S_{C_1}^{\omega} = \frac{\partial \omega}{\partial C_1} \cdot \frac{C_1}{\omega} = -\frac{1}{2} \quad ,$$

$$S_{C_2}^{\omega} = \frac{\partial \omega}{\partial C_2} \cdot \frac{C_2}{\omega} = -\frac{1}{2} \quad . \quad (53), (54), (55), (56)$$

Parameters						
Component	Parameter	Original	@Min	@Max	Rel Sensitivity	Log
C2	VALUE	1n	1.0500n	950p	-4.9894k	73
U7.R2	VALUE	1	990m	1.0100	4.9150k	73
C1	VALUE	1.2000n	1.2600n	1.1400n	-5.2278k	73
R1	VALUE	130	131.3000	128.7000	-4.0367k	72
R2	VALUE	105	106.0500	103.9500	-3.9009k	72
U7.Rx2	VALUE	28	28.2800	27.7200	-870.6423	69
U8.Rx2	VALUE	28	28.2800	27.7200	-1.0394k	69
U7.Ry	VALUE	1.7600k	1.7424k	1.7776k	395.3567	67
U8.Ry	VALUE	1.7600k	1.7776k	1.7424k	-469.5775	67
U8.R1	VALUE	0.9800	989.8000m	970.2000m	-500.4130	67

Obr. 42: Semirelativní citlivosti f_0 oscilátoru z kap. 3.2.1 na změnu pasivních prvků

Na obr. 42 jsou semirelativní citlivosti určeny pomocí PSpice. Z nich vypočtená relativní citlivost:

$$S_{C_1}^f \approx \frac{\partial f}{\partial C_1} \cdot \frac{C_1}{100} \cdot \frac{100}{f} = -5227,8 \cdot \frac{100}{1 \cdot 10^6} = -0,52 \quad (57)$$

U rezistorů je nutné uvážit vliv vstupního odporu svorek X:

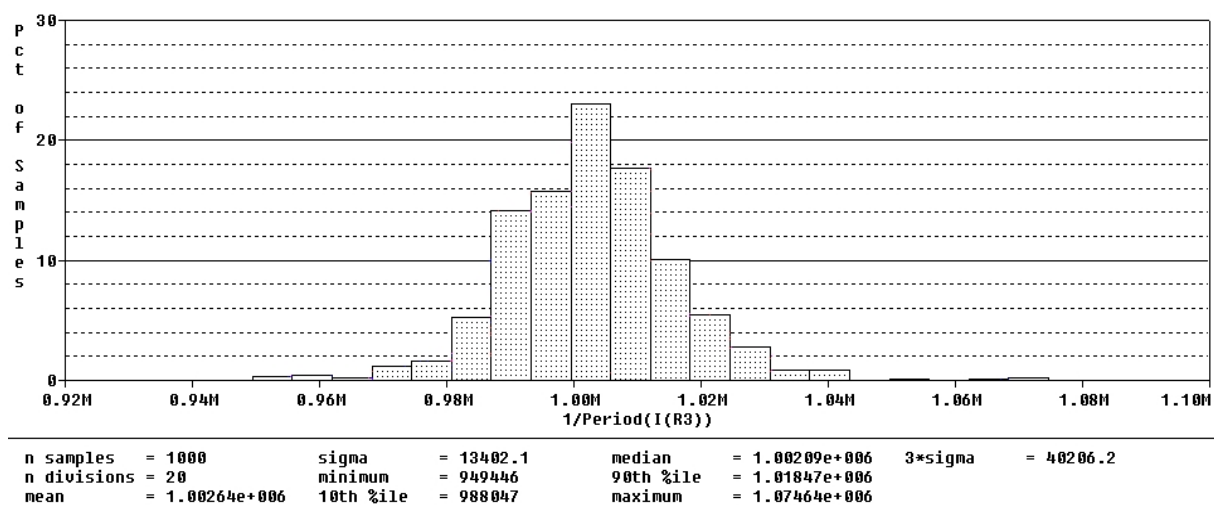
$$S_{R_1}^f \approx \frac{\partial f}{\partial R_1 + R_X} \cdot \frac{R_1 + R_X}{100} \cdot \frac{100}{f} = (-4036,7 - 870,64) \cdot \frac{100}{1 \cdot 10^6} = -0,49 \quad (58)$$

Nejvyšší možná odchylka oscilačního kmitočtu $\Delta f_{O,max}$:

$$\begin{aligned} \Delta f_{O,max} &\approx |S_{\%,R_1}^{f_o} \cdot tol_{R_1}| + |S_{\%,R_2}^{f_o} \cdot tol_{R_2}| + |S_{\%,C_1}^{f_o} \cdot tol_{C_1}| + |S_{\%,C_2}^{f_o} \cdot tol_{C_2}| = \\ &= |-4036,7| + |-3900,9| + |-5227,8 \cdot 5| + |-4989,4 \cdot 5| = 59,0 \text{ kHz} \end{aligned} \quad (59)$$

Nekorelované odchylky:

$$\begin{aligned} \Delta f_O &\approx \sqrt{(S_{\%,R_1}^{f_s} \cdot tol_{R_1})^2 + (S_{\%,R_2}^{f_s} \cdot tol_{R_2})^2 + (S_{\%,C_1}^{f_s} \cdot tol_{C_1})^2 + (S_{\%,C_2}^{f_s} \cdot tol_{C_2})^2} = \\ &= \sqrt{(-4036,7)^2 + (-3900,9)^2 + (-5227,8 \cdot 5)^2 + (-4989,5 \cdot 5)^2} = 36,6 \text{ kHz} \end{aligned} \quad (60)$$



Obr. 43: Histogram analýzy Monte Carlo oscilátoru z kap. 3.2.1, 1000 běhů, Gaussovské rozložení

Oscilačního kmitočtu 1,00 MHz dosáhne v tomto případě více než 22 % obvodů. Směrem od tohoto kmitočtu se jednotlivá zastoupení rychle snižují, takže na kmitočtech odlišných o 30 kHz je zastoupení přibližně 4 % obvodů. Nejvyšší odchylky kmitočtu (3*sigma) dosahují $\pm 40,2$ kHz, ale tyto jsou jen vyjímky. Odchylku kmitočtu 1 % a menší má asi 70 % běhů.

3.2.3 Oscilátor druhé varianty

Následující oscilátor [10] je mírně složitější konstrukce, umožňuje odebírat 2 výstupní signály vzájemně posunuté o 180° . Je složen ze 2 bloků MO-CCII. Schema je na obr. 44.

Charakteristická rovnice je dána vztahem

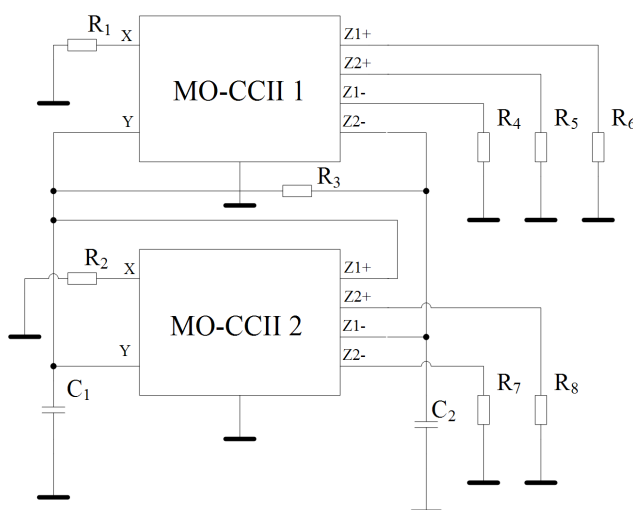
$$s^2 C_1 C_2 R_1 R_2 R_3 + s R_1 (C_1 R_2 + C_2 R_2 - C_2 R_3) + R_2 = 0 \quad . \quad (61)$$

Úhlový oscilační kmitočet je dán vztahem

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_3}} \quad . \quad (62)$$

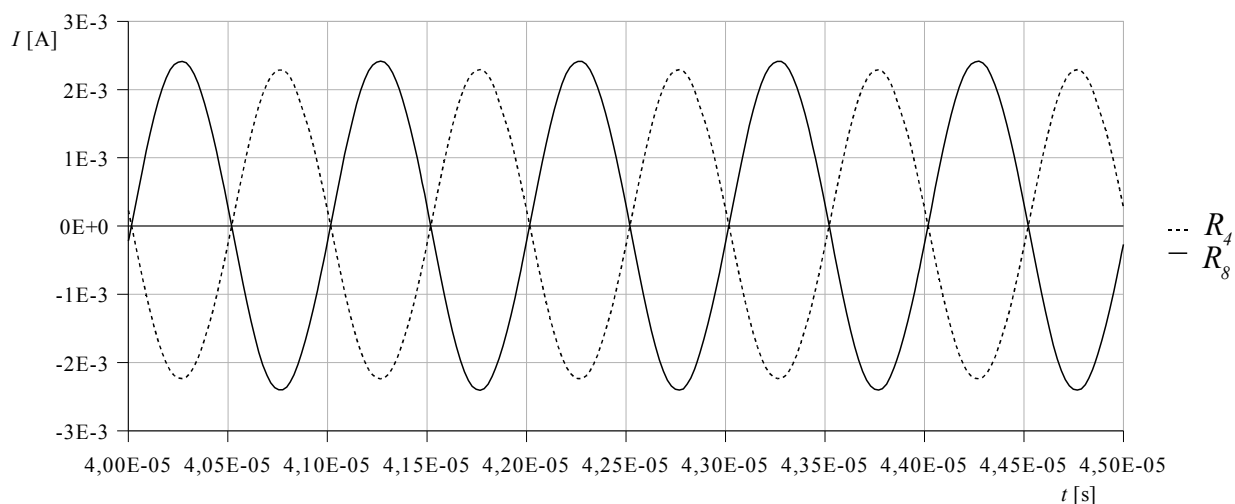
Oscilační podmínka je dána vztahem

$$R_2 = \frac{C_2 R_3}{C_1 + C_2} \quad . \quad (63)$$



Obr. 44: Druhá varianta oscilátoru [10]

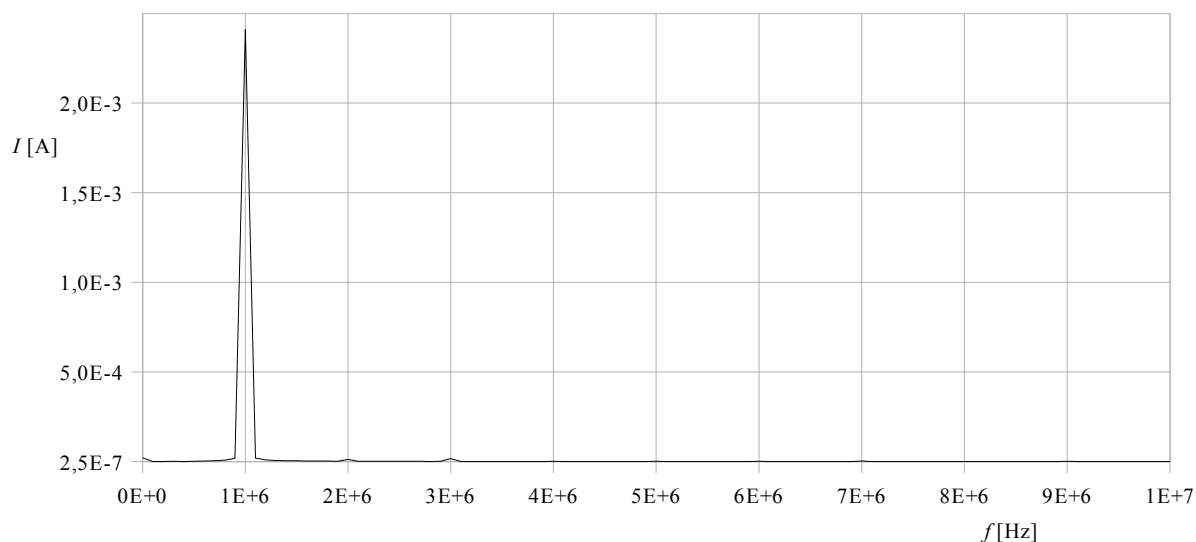
Hodnoty prvků: $R_1 = 480 \, \Omega$, $R_2 = 400 \, \Omega$, $R_3 = 1 \, \text{k}\Omega$, $C_1 = C_2 = 220 \, \text{pF}$, $I_{B1} = I_{B2} = 500 \, \mu\text{A}$. Na výstupech jsou rezistory $R_4 - R_8$ s odporem $1 \, \Omega$. Teoretický oscilační kmitočet (62) po započtení vlivu vstupního odporu svorky X bloku MO-CCII1 je $1,01 \, \text{MHz}$.



Obr. 45: Výstupní oscilace obvodu oscilátoru na obr. 42

Na obr. 45 jsou průběhy proudů rezistory R_4 a R_8 . Průběhy proudů na zbývajících rezistorech jsou podobné. Na rezistorech R_5 a R_6 je průběh se stejnou fází jako na rezistoru R_8 , amplituda (I_{MAX}) je mírně menší a dosahuje velikosti 2 mA oproti 2,4 mA na R_8 . Průběh proudu rezistorem R_7 je zcela totožný s průběhem na rezistoru R_4 . Výpočet harmonického zkreslení podle (51) ze spektra na obr. 46:

$$k = \frac{\sqrt{18^2 + 20^2 + 2^2 + 3^2 + 2^2 + 3^2 + 1,5^2 + 2^2}}{\sqrt{2400^2 + 18^2 + 20^2 + 2^2 + 3^2 + 2^2 + 3^2 + 1,5^2 + 2^2}} \cdot 100 = 1,15 \% \quad (64)$$



Obr. 46: Spektrum výstupního signálu oscilátoru na obr. 36

Hodnota rezistoru R_2 pro splnění oscilační podmínky je podle (63) 500Ω . Po odečtení vstupního odporu svorky X bloku MO-CCII 2 tato hodnota činí 472Ω . Tato hodnota ale platí pro ideální prvky, takže je zde nutno určit hodnotu odporu pokusně. Nejlepších výsledků se dosahuje s hodnotou $R_2 = 400\Omega$. Po úpravě hodnot prvků do řady E12, tj. $R_1 = 470\Omega$, $R_2 = 390\Omega$, došlo ke změně oscilačního kmitočtu na $986,23\text{ kHz}$. Amplituda výstupního proudu

zůstala nezměněna. Přeladění změnami proudu I_{B1} při původních hodnotách prvků je možné od 520 kHz při $I_{B1} = 5 \mu\text{A}$ do 1,03 MHz při $I_{B1} = 900 \mu\text{A}$. Proud I_{B2} zůstává na konstantní hodnotě 500 μA přes celý rozsah ladění. Nejvyšší použitelný kmitočet je při $I_{B1} = 5 \mu\text{A}$, činí 520 kHz. Zkreslení k se již prudce zvýší na 18,7 %. Oscilátor sice kmitá při ještě nižším proudu I_B , ale zkreslení je obrovské.

3.2.4 Citlivostní a toleranční analýza oscilátoru z kap. 3.2.3

Zde bylo nutné rovněž upravit hodnoty prvků pro stabilní činnost. $R_1 = R_2 = 390 \Omega$, $R_3 = 1,8 \text{ k}\Omega$, $C_1 = 210 \text{ pF}$, $C_2 = 220 \text{ pF}$. S těmito hodnotami je simulovaný oscilační kmitočet 998,65 kHz. Relativní citlivost oscilačního kmitočtu (63) na změnu pasivních prvků je

$$S_{C_1}^{\omega} = \frac{\partial \omega}{\partial C_1} \cdot \frac{C_1}{\omega} = \frac{\partial \left(\frac{1}{\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_3}} \right)}{\partial C_1} \cdot \frac{C_1}{\sqrt{\frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_3}}} = \frac{-\frac{1}{2} (C_1 C_2 R_1 R_3)^{-\frac{3}{2}} C_1 C_2 R_1 R_3}{(C_1 C_2 R_1 R_3)^{-\frac{1}{2}}} =$$

$$= -\frac{1}{2} \frac{\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_3} (C_1 C_2 R_1 R_3)}{\sqrt{(C_1 C_2 R_1 R_3)^3}} = -\frac{1}{2} \frac{\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_3} (C_1 C_2 R_1 R_3)}{\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_3} (C_1 C_2 R_1 R_3)} = -\frac{1}{2} \quad (65)$$

Relativní citlivosti ostatních prvků jsou stejné:

$$S_{C_2}^{\omega} = \frac{\partial \omega}{\partial C_2} \cdot \frac{C_2}{\omega} = -\frac{1}{2}, \quad S_{R_1}^{\omega} = \frac{\partial \omega}{\partial R_1} \cdot \frac{R_1}{\omega} = -\frac{1}{2} \quad \text{a} \quad S_{R_3}^{\omega} = \frac{\partial \omega}{\partial R_3} \cdot \frac{R_3}{\omega} = -\frac{1}{2} \quad (66), (67), (68)$$

Obr. 47 znázorňuje semirelativní citlivosti z toleranční analýzy v PSpice.

Parameters						
Component	Parameter	Original	@Min	@Max	Rel Sensitivity	Log
R3	VALUE	1.7900k	1.8079k	1.7721k	-5.1748k	73
C1	VALUE	210p	212.1000p	207.9000p	-4.6644k	73
C2	VALUE	220p	222.2000p	217.8000p	-4.9517k	73
U1.R2	VALUE	1	990m	1.0100	3.3740k	72
U2.R1	VALUE	0.9800	989.6000m	970.2000m	-3.7693k	72
U2.R2	VALUE	1	990m	1.0100	3.3662k	72
R1	VALUE	390	393.9000	386.1000	-3.1449k	72
U1.Ry	VALUE	1.7600k	1.7776k	1.7424k	-687.6113	69
U2.Ry	VALUE	1.7600k	1.7776k	1.7424k	-887.6113	69
U1.Rx2	VALUE	28	28.2800	27.7200	-229.3518	66
R2	VALUE	391	387.0900	394.9100	220.4954	65

Obr. 47: Semirelativní citlivosti f_o oscilátoru z kap. 3.2.3 na změnu pasivních prvků

Přepočet na relativní citlivost: $S_{C_1}^f \approx \frac{\partial f}{\partial C_1} \cdot \frac{C_1}{f} \cdot \frac{100}{f} = -4664,4 \cdot \frac{100}{9,9865 \cdot 10^5} = -0,47 \quad (69)$

Nejvyšší odchylka oscilačního kmitočtu:

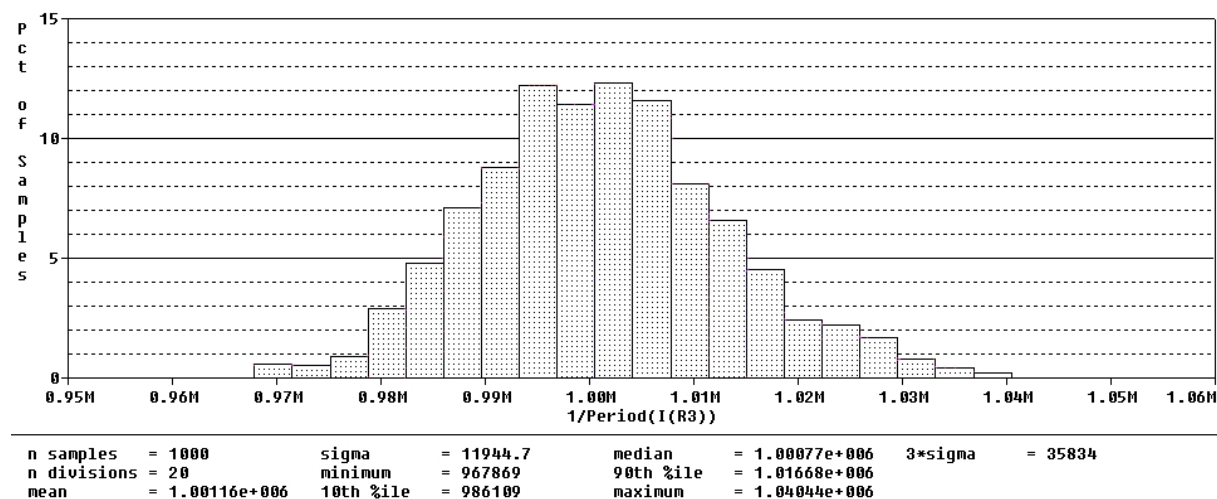
$$\Delta f_{o,max} \approx |S_{C_1}^{f_o} \cdot tol_{C_1}| + |S_{C_2}^{f_o} \cdot tol_{C_2}| + |S_{R_1}^{f_o} \cdot tol_{R_1}| + |S_{R_3}^{f_o} \cdot tol_{R_3}| =$$

$$= |-4664,4 \cdot 5| + |-4951,7 \cdot 5| + |-3144,9| + |-5174,8| = 56,4 \text{ kHz} \quad (70)$$

Nekorelované odchylky:

$$\Delta f_o \approx \sqrt{(S_{\%,C_1}^{f_s} \cdot \text{tol.}_{C_1})^2 + (S_{\%,C_2}^{f_s} \cdot \text{tol.}_{C_2})^2 + (S_{\%,R_1}^{f_s} \cdot \text{tol.}_{R_1})^2 + (S_{\%,R_3}^{f_s} \cdot \text{tol.}_{R_3})^2} =$$

$$= \sqrt{(-4664,4 \cdot 5)^2 + (-4951,7 \cdot 5)^2 + (-3144,9)^2 + (-5174,8)^2} = 34,5 \text{ kHz} \quad (71)$$



Obr. 48: Histogram analýzy Monte Carlo oscilátoru z kap. 3.2.4, 1000 běhů, Gaussovské roložení

Zastoupení obvodů s odchylkami kmitočtu ± 5 kHz jsou vyrovnaná a dosahují kolem 13 %. Nejvyšší odchylky ($3 \cdot \text{sigma}$) jsou menší než v předchozím případě a dosahují $\pm 35,8$ kHz. Obvody s odchylkou kmitočtu 1 % a méně mají asi 70 % zastoupení.

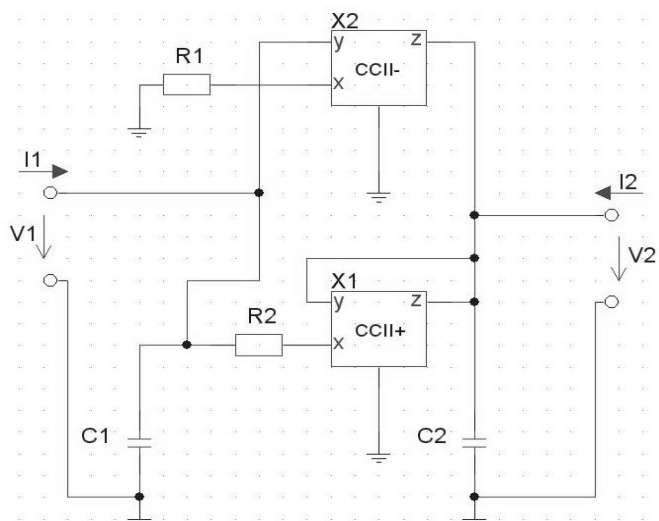
3.2.5 Srovnání oscilátorů

Výhodou oscilátoru první varianty je dvojnásobný výstupní proud oproti oscilátoru druhé varianty ve statickém režimu. Výstupní proudy oscilátoru první varianty jsou fázově posunuty o 90° . Oscilátor druhé varianty umožňuje odebírat výstupní proudy fázově otočené o 180° . Z hlediska nelineárního zkreslení na simulovaném kmitočtu 1 MHz je na tom oscilátor první varianty nepatrně lépe se zkreslením těsně pod 1 %. Oba oscilátory je možné přeladovat změnou proudu I_B . Oscilátor první varianty je možné přeladit od 172 kHz do 1,00 MHz současnou změnou proudů I_{B1} a I_{B2} . Oscilátor druhé varianty dosahuje menšího rozladění, pohybuje se v rozsahu 520 kHz až 1,03 MHz změnou proudu I_{B1} . Proud I_{B2} zůstává konstantní kvůli plnění oscilační podmínky (64). Oscilátor druhé varianty má oproti oscilátoru první varianty v režimu ladění pomocí I_{B1} amplitudu (I_{MAX}) výstupního proudu přibližně 2,3 mA oproti oscilátoru první varianty s 0,2 mA. Navíc tato amplituda je v celém rozsahu ladění stejná, u oscilátoru první varianty s klesajícím kmitočtem klesá.

3.2.6 Experimentální otestování oscilátoru

Vzhledem ke skutečnosti, že první varianta oscilátoru využívá pouze jeden výstup na každý blok, bylo toto zapojení experimentálně ověřeno. Byl použit obvod AD844 [11] realizující blok CCII+ a dále obvod EL2082 [12] realizující blok CCII-. Zapojení bylo sestaveno na jednostranné desce plošných spojů o rozměrech 45 mm x 35 mm. Schema zapojení, obrazec plošného spoje a rozmístění součástek je v příloze A. Původní návrh obsahoval podobné

hodnoty součástek z kap.3.2.1. Vstupní odpory proudových svorek X u popisovaného bloku a obvodu AD844 (typicky 50 Ω) se liší. Při realizaci došlo ke snížení kapacit kondenzátorů C_1 a C_2 na 560 pF. Tím bylo možné přesnější naladění kmitočtu 1 MHz a menší zkreslení tomto kmitočtu. Průběh a spektrum výstupního signálu je na obr. 50 a 51. Spektrum je bohužel posunuto o 1 dílek doprava, takže např. 2 dílky od kraje odpovídá kmitočtu 0,5 MHz. Připojením napětí na svorku GAIN obvodu EL2082 je možné řídit oscilační kmitočet. Nevýhodou bylo kolísání amplitudy výstupního signálu. Při simulaci v PSpice toto přeladění bylo možné provést od kmitočtu 488 kHz při napětí GAIN 0,8 V do 1,09 MHz při napětí 5V. Návrh obvodu v programu Snap:



Obr. 49: Návrh pokusného oscilátoru v programu Snap

Blok CCII- je ve výrobku tvořen obvodem EL2082, tudíž je možné řídit jeho přenos podle

$$B = f(U_{GAIN}). \quad (72)$$

Charakteristická rovnice je potom ve tvaru

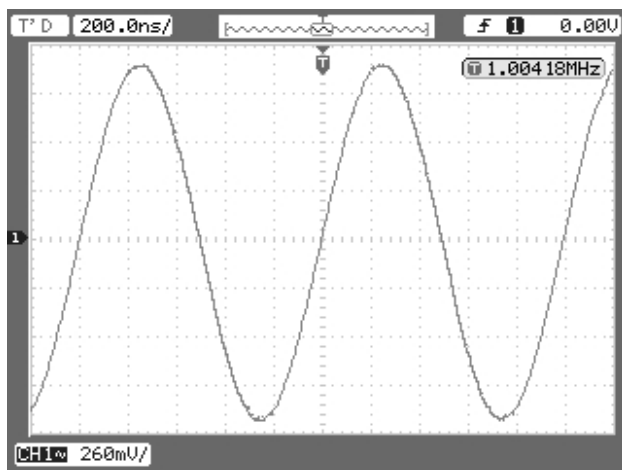
$$B - s(C_1 R_1 - C_2 R_1) + s^2(R_1 R_2 C_1 C_2) = 0. \quad (73)$$

Z této rovnice (72) potom určení oscilační podmínky

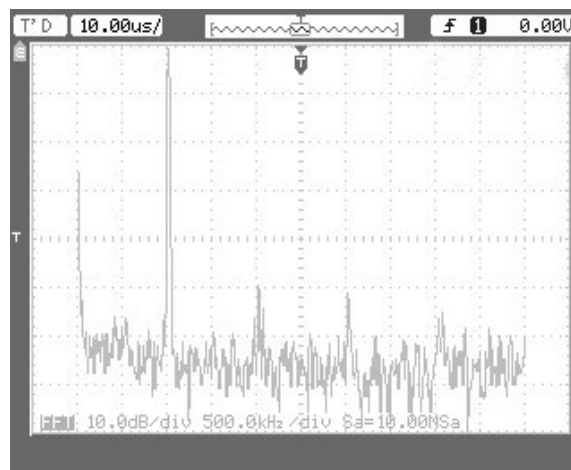
$$C_1 R_1 = C_2 R_1, \text{ tj. } C_1 = C_2. \quad (74)$$

Oscilační kmitočet určuje vztah

$$\omega = \frac{B}{R_1 R_2 C_1 C_2}. \quad (75)$$



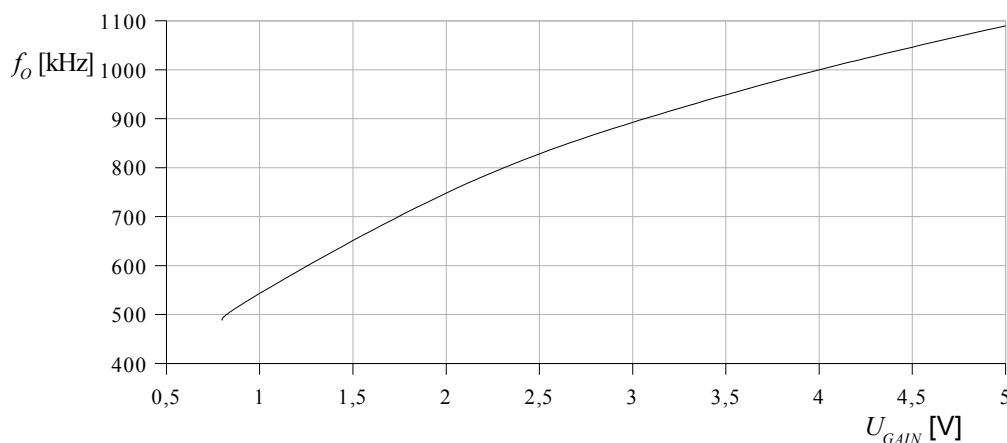
Obr. 51: Průběh výstupních oscilací



Obr. 50: Spektrum výstupního signálu oscilátoru

Výpočet zkreslení na 1 MHz (51):
$$k = \frac{\sqrt{3,162^2 + 2,51^2 + 1,78^2}}{\sqrt{1000^2 + 3,162^2 + 2,51^2 + 1,78^2}} = 0,44 \% \quad (74)$$

Jelikož spektrum na obr. 51 udává pouze rozdíly v dB, byla zvolena vztažná úroveň 1000 a od ní se počítaly hodnoty pro jednotlivé složky. Ladicí charakteristika na obr. 52 znázorňuje oscilační kmitočet na velikosti řídicího napětí U_{GAIN} . Z toho plyne vylepšení oscilátoru z [9], kdy je možné řídit oscilační kmitočet pouhou změnou napětí na svorce GAIN obvodu EL2082 a to v docela širokém rozsahu. Navíc harmonické zkreslení je menší než při počítačové simulaci. Nevýhodou je změna amplitudy výstupního signálu při přeladování vlivem chybějícího obvodu pro stabilizaci amplitudy, kdy se tato úroveň stabilizuje na nelinearitách vstupně výstupních charakteristik.



Obr. 52: Ladicí charakteristika zkoušeného oscilátoru

4. ZÁVĚR

Popisovaný a zkoumaný blok MO-CCII je jedním z mnoha aktivních bloků pracujících v proudovém módu. Umožňuje sestavení různých zapojení filtrů nebo oscilátorů s odlišnými vlastnostmi vhodný pro dané použití. Samostatný blok CCII zkoumaný v práci umožňuje použití od nejnižších kmitočtů až do oblasti kolem 300 MHz. Přitom vstupní proudy mohou být až několik mA. Vstupní odpor proudové svorky X se s kmitočtem téměř nemění, při proudech $I_B = 300 \mu\text{A}$ a více je jeho hodnota menší než 50Ω . Napěťový přenos mezi svorkami Y a X se blíží 1. V aplikacích se používá ladění pomocí vstupního odporu proudové svorky X R_X . To je sice velmi výhodné pro elektronické řízení, ale proud I_B je závislý na teplotě, případně výrobní toleranci. Toto nemusí to být optimální volba pro velmi přesné oscilátory nebo filtry v proudovém módu.

V zapojení filtru byly simulovány filtry 1. a 2. řádu. Strmosti odpovídají teoretickým předpokladům, jen v některých zapojeních se vlivem reálných prvků útlum v nepropustném pásmu zastaví na konstantní hodnotě. Zapojení filtrů i oscilátorů byla navržena a simulována na kmitočtu 1 MHz. Filtry i oscilátory je možné přeladovat změnou proudu I_B , což je výhodné pro elektronické řízení. Stabilizace amplitudy zde nebyla řešena. Oscilace se stabilizovaly v nelineárních úsecích vstupně výstupních charakteristik použitých bloků. I přes to bylo měřením vybrané varianty oscilátoru zjištěno celkem nízké harmonické zkreslení, mnohem nižší než při simulaci na počítači.

Dolní propust z filtru v kap. 3.1.1 je výhodné použít v úzkém pásmu kmitočtů, kdy dosahuje nejvyšší strmosti, ale zároveň se neprojeví zastavení nárůstu útlumu. Útlum horní propusti se na kmitočtu 10 kHz blíží 65 dB. Filtr je přeladitelný změnou I_B bloků 2 a 3 od 700 kHz do 1,1 MHz. Nejvyšší odchylky středního kmitočtu (3σ) jsou jen trochu menší než u filtru z kap. 3.1.3 a činí 36,5 kHz. Filtr v kap. 3.1.3 má celkově lepší vlastnosti než předchozí filtr. Teoretické a nasimulované hodnoty středního kmitočtu a činitele jakosti jsou si velmi podobné. Charakteristika dolní propusti je hladká a její útlum s rostoucím kmitočtem stále roste a nesnižuje se jeho strmost. Tento filtr umožňuje větší přeladění a to od 235 kHz až do 3 MHz. Dle mého názoru je tento filtr nejlepší. Filtr v kap. 3.1.5 představuje jednodušší konstrukci. Tvoří filtry 1. řádu, takže strmosti oproti předchozím filtrům jsou přibližně poloviční. Výhodou mohou být menší změny strmosti poklesu charakteristik oproti filtru z kap. 3.1.1. Tento filtr téměř není možné přeladit, mezní kmitočty se změni nejvýš jen o několik desítek kHz.

Oscilátor v kap. 3.2.1 dosahuje výborných vlastností. Umožňuje elektronické přeladění proudem I_B od 177 kHz až do 1 MHz. Nevýhodou je pokles amplitudy výstupního proudu s klesajícím kmitočtem. Zkreslení na kmitočtu 1 MHz při simulaci má hodnotu 0,9 %. Navíc pro tento oscilátor není přímo nutný více-výstupový blok MO-CCII, pro činnost stačí jednovýstupový konvektor. Proto bylo toto zapojení pokusně sestaveno s obvody AD844 a EL2082. Naměřené harmonické zkreslení tohoto oscilátoru dosahovalo pouze 0,44 % na kmitočtu 1 MHz, a to bez obvodu pro stabilizaci amplitudy. Oscilační kmitočet je možné řídit napětím připojeným na svorku GAIN obvodu EL2082. Při simulaci v PSpice oscilátor umožňoval přeladění od 490 kHz do 1,09 MHz. Oscilátor druhé varianty z kap. 3.2.3 lze ladit pouze změnou proudu I_B prvního bloku. Proud I_B bloku 2 zůstává konstantní kvůli plnění oscilační podmínky. Tento oscilátor dosahuje menšího přeladění než předchozí. Dosahuje kmitočtů 520 kHz až 1,03 MHz. Výhodou je stálá amplituda výstupního proudu při přeladění. Také dosahuje menších odchylek mezního kmitočtu (3σ) oproti předchozímu oscilátoru.

LITERATURA

- [1] SMITH, K.C., SEDRA, A. *The current conveyor: a new circuit building block*. IEEE Proc. CAS, 1968, vol. 56, no. 3, p. 1368-1369.
- [2] Aktivní prvky v současné analogové technice[online].
Dostupné na: <http://hippo.feld.cvut.cz/UserFiles/File/ads/Aktivni_prvky.pdf>
- [3] BIOLEK, D., SENANI, R., BIOLKOVÁ, V., KOLKA, Z. Active Elements for Analog Signal Processing: Classification, Review, and New Proposals
Radioengineering. 2008, Vol.17, No.4, pp. 15 - 32
Dostupné na: <http://www.radioeng.cz/fulltexts/2008/08_04a_015_032.pdf>
- [4] PUNČOCHÁŘ, J. *Operační zesilovače – historie a současnost*
BEN 2002, ISBN 80-7300-047-4
- [5] KANETSUKI, N., HIGASHIMURA, M., BEPPU, T., TSUKUTANI, T. Current-Mode Biquadratic Circuits Using MO-CCIIs and Capacitors [online].
Dostupné na: <<http://www.matsue-ct.ac.jp/tosho/kiyou39/pdf/k-report03.pdf>>
- [6] Intersil, Tranzistorová pole HFA 3046, HFA 3096, HFA 3127, HFA 3128, Datasheet,
Dostupné na: <<http://www.intersil.com>>
- [7] CHEN, H.-P., CHU, P.-L. Universal Electronically Tunable Current-mode Filter Using CCCIIIs [online]. Progress In Electromagnetics Research Symposium, Beijing, China, March 23-27, 2009; Dostupné na: <<http://piers.mit.edu/piersproceedings/download.php?file=cGllcnMyMDA5YmVpamluZ3wxUDhfMDMyMy5wZGZ8MDgwOTAzMDg1NTIw>>
- [8] KHAN, I.-A., BEG, P., AHMED, M.-T. First Order Current Mode Filters And Multiphase Sinusoidal Oscillators Using Cmos MOCCIIIs[online]. Department of Electronics Engineering Z.H. College of Engineering & Technology, Aligarh Muslim University, Aligarh 202002, India
Dostupné na: <http://ajse.kfupm.edu.sa/articles/322C_P.10.pdf>
- [9] PANDEY, N., PAUL S.-K., BHATTACHARYYA, A. Sinusoidal Oscillator – A New Configuration Based On Current Conveyor[online].
Dostupné na: <[http://www.ursi.org/Proceedings/ProcGA05/pdf/CP3.20\(01753\).pdf](http://www.ursi.org/Proceedings/ProcGA05/pdf/CP3.20(01753).pdf)>
- [10] HORNG J.-W., LIN S.-F., YANG CH.-T. Sinusoidal Oscillators Using Current Conveyors And Grounded Capacitors[online]. Department of Electronic Engineering, Chung Yuan Christian University, Chung-Li, 32023, Taiwan, R.O.C.
Dostupné na: <www.oldcitypublishing.com/FullText/JAPEDfulltext/JAPED2.2fulltext/Horng.pdf>
- [11] Analog Devices, AD844, Datasheet,
Dostupné na: <http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD844.pdf>
- [12] Élantec Semiconductor, EL2082, Datasheet,
Dostupné na: <http://www.ic-on-line.cn/iol_el2082/datasheet_list/el2082.htm>

SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

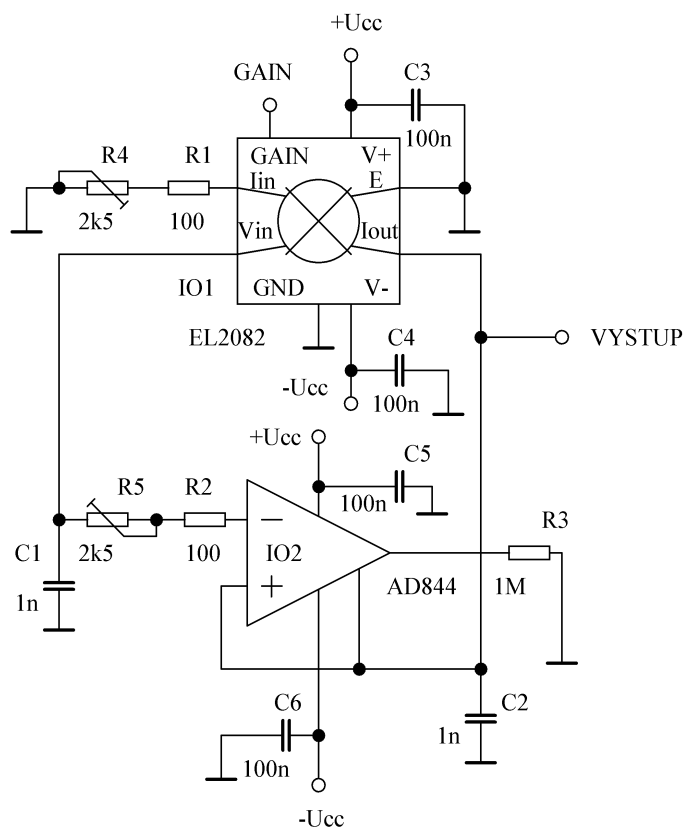
U_{CC}	napájecí napětí
I_I	vstupní proud
I_B	nastavující proud
X	vstupní proudová svorka CCII
Y	vstupní napěťová svorka CCII
Z+	přímý výstup CCII
Z-	invertující výstup CCII
R_X	vstupní odpor svorky X
R_Y	vstupní odpor svorky Y
G_X	vstupní vodivost svorky X
U_X	napětí svorky X proti zemi
U_Y	napětí svorky Y proti zemi
f_m	mezní kmitočet pro pokles 3 dB
f_s	střední kmitočet
DP	dolní propust
HP	horní propust
PP	pásmová propust
PZ	pásmová zádrž
VP	všepropustný filtr
B	šířka pásma
Q	činitel jakosti
ω_s	střední úhlový kmitočet
ω_m	mezní úhlový kmitočet pro pokles 3 dB
k	harmonické zkreslení

SEZNAM PŘÍLOH

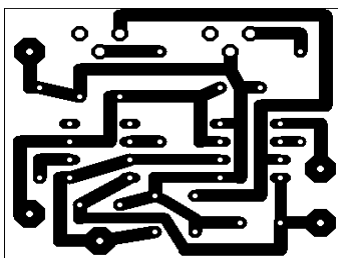
A Experimentální ověření oscilátoru.....	49
A.1 Schema zapojení.....	49
A.2 Deska plošného spoje.....	49
A.3 Rozmístění součástek.....	50
A.4 Seznam součástek.....	50

A EXPERIMENTÁLNÍ OVĚŘENÍ OSCILÁTORU

A.1 Schema zapojení

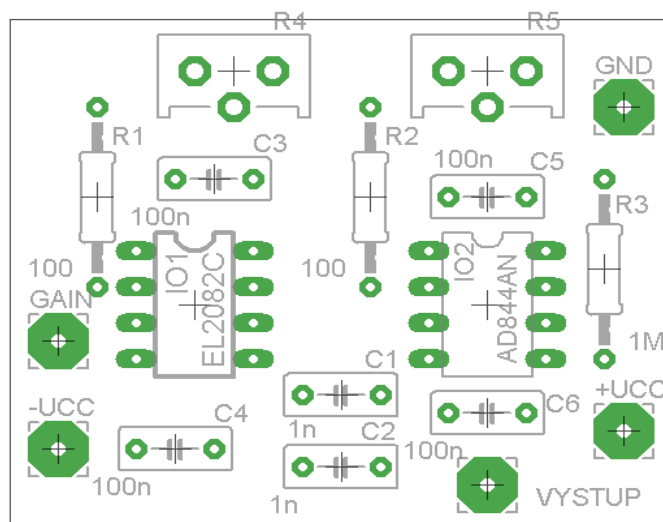


A.2 Deska plošného spoje



rozměry 35 x 45 mm, měřítko 1:1

A.3 Rozmístění součástí



rozměry 35 x 45 mm, měřítko 2:1

A.4 Seznam součástí

Označení	Hodnota	Pouzdro	Popis
C1	1n (560 p)	C-EU050-030X075	Keramický kondenzátor
C2	1n (560 p)	C-EU050-030X075	Keramický kondenzátor
C3	100n	C-EU050-030X075	Keramický kondenzátor
C4	100n	C-EU050-030X075	Keramický kondenzátor
C5	100n	C-EU050-030X075	Keramický kondenzátor
C6	100n	C-EU050-030X075	Keramický kondenzátor
R1	100	R-EU_0207/12	Vrstvový rezistor 0,6 W
R2	100	R-EU_0207/12	Vrstvový rezistor 0,6 W
R3	1M	R-EU_0207/12	Vrstvový rezistor 0,6 W
R4	2k5	TRIM_EU-ECP10P	Potenciometrický trimr
R5	2k5	TRIM_EU-ECP10P	Potenciometrický trimr
IO1	EL2082C	DIL08	Proudový konvektor
IO2	AD844AN	DIL08	Operační zesilovač
+UCC		3,81/1,1	Pájecí body
-UCC			
GND			
GAIN			
VYSTUP			